

**CLAUDIO MENEGATTI MASSARO**

**SINTONIA DO GANHO DE ESCORREGAMENTO DE UM  
SERVOACIONAMENTO POR CONTROLE VETORIAL DE UM  
MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**

Dissertação apresentada ao  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica do Centro  
Tecnológico da Universidade  
Federal do Espírito Santo, como  
requisito parcial para a obtenção  
do Grau de Mestre em Engenharia  
Elétrica.

Orientador: Prof. Gilberto C. D. Sousa

**VITÓRIA, MAIO DE 2005**

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

M414s      Massaro, Claudio Menegatti, 1978-  
Sintonia do ganho de escorregamento de um servoacionamento por  
controle vetorial indireto de um motor de indução trifásico / Claudio  
Menegatti Massaro. – 2005.  
125 f. : il.

Orientador: Gilberto Costa Drumond Sousa.  
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo,  
Centro Tecnológico.

1. Acionamento elétrico. 2. Controle vetorial. 3. Estimativa d  
eparâmetros. I. Sousa, Gilberto Costa Drumond. II. Universidade Federal  
do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

---

**CLAUDIO MENEGATTI MASSARO**

**SINTONIA DO GANHO DE ESCORREGAMENTO DE UM  
SERVOACIONAMENTO POR CONTROLE VETORIAL DE  
UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração em Automação.

Aprovada em 25 de maio de 2005

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Gilberto Costa Drumond Sousa  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador

---

Prof. Dra. Jussara Farias Fardin  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Membro Interno

---

Prof. Dr. Joost Pieter Rey  
University of Professional Education  
Holanda  
Membro Externo

Aos professores da graduação e pós-graduação do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo. Aos meus pais, Claudino Massaro e Maria Eliete Menegatti Massaro e à Sandra Lúcia Fernandes.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Circuito equivalente d <sup>e</sup> q <sup>e</sup> do MIT.....	14
Figura 2.2 – Diagrama fasorial para controle desacoplado.....	15
Figura 2.3 – Diagrama de blocos das equações dinâmicas de um MIT com controle desacoplado de fluxo e torque.....	17
Figura 2.4 – Diagrama de um controle vetorial indireto.....	18
Figura 2.5 – Diagrama fasorial das correntes no eixo d-q síncrono sob sintonia.....	20
Figura 2.6 – Diagrama fasorial das correntes e fluxos sob sintonia.....	20
Figura 2.7 – Diagrama fasorial das correntes e fluxos para $\tau_r^* > \tau_{r\text{ real}}$ .....	21
Figura 2.8 – Característica normalizada fluxo vs. Ganho de escorregamento....	22
Figura 2.9 – Característica normalizada de torque vs. corrente.....	23
Figura 3.1 – Planta real e o observador de Luenberger.....	26
Figura 3.2 – Planta real e o observador de Luenberger.....	29
Figura 3.3 – Observador de Luenberger como um MRAC.....	30
Figura 3.4 – Sistema de controle vetorial indireto com atualização da constante de tempo rotórica.....	35
Figura 3.5 – Diagrama fasorial para análise da eq.(3.17).....	37
Figura 3.6 – Diagrama fasorial para análise das equações (3.18) e (3.19).....	38
Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle de posição utilizado na simulação.....	41
Figura 4.2 – Motor de indução em controle de posição com carga.....	43
Figura 4.3 – (a) Corrente lida de eixo q do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo q. (d) $\hat{I}/\tau_r$ .....	44
Figura 4.4 - Corrente lida de eixo q do estator (ampliada).....	45
Figura 4.5 – (a) Corrente lida de eixo d do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo d. (d) Resistência de estator estimada.....	46

Figura 4.6 – (a) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (b) Fluxo rotórico estimado de eixo q. (c) $\hat{\Psi}/\tau_r$ .....	49
Figura 4.7 – (a) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator. (b) Fluxo rotórico estimado de eixo d. (c) Resistência de estator estimada.....	50
Figura 4.8 – (a) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator (c).....	53
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do hardware do observador.....	55
Figura 5.2 – Fluxograma da rotina de controle.....	56
Figura 5.3 – Diagrama de blocos do sistema de controle de posição utilizado na implementação prática.....	57
Figura 5.4 – Velocidade rotórica para uma carga intermitente.....	60
Figura 5.5 – Fluxograma do observador de Luenberger discretizado.....	64
Figura 5.6 – (a) Corrente lida de eixo q do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo q. (d) $\hat{\Psi}/\tau_r$ ....	66
Figura 5.7 – (a) Corrente lida de eixo d do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo d. (d) Resistência de estator estimada.....	68
Figura 5.8 – Estimativa da resistência de estator com a máquina a quente.....	69
Figura 5.9 – (a) Estimativa do inverso da constante de tempo rotórica. (b) Resistência de estator.....	71
Figura 5.10 – (a) $I_{qse}$ lida e estimada com offset não nulo.(b) Estimativa de $1/\tau_r$ com erro de convergência causado por offset.....	72
Figura 5.11 – (a) $I_{qse}$ lida e estimada com $G \neq 0$ .(b) Estimativa de $1/\tau_r$ com erro de convergência causado por offset.....	74

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Dados do MIT.....	40
Tabela 5.1 – Escalas utilizadas na implementação do observador.....	63

## LISTA DE SÍMBOLOS E PRINCIPAIS ABREVIATURAS

$A/D$	Conversor analógico-digital
$abc$	Eixos de referência abc
$B$	Atrito viscoso (nas equações mecânicas da máquina)
$ca$	Corrente alternada
$cc$	Corrente contínua
$d^e q^e$	Eixo “d-q” no referencial síncrono
$d^s q^s$	Eixo “d-q” no referencial estacionário
$DSP$	<i>Digital signals processor</i> (processador de sinais digitais)
$G$	Matriz de ajuste do observador de Luenberger
$i_f$	Corrente de campo
$i_a$	Corrente de armadura ou da fase a
$i_b$	Corrente da fase b
$i_c$	Corrente da fase c
$i_{dr}$	Corrente de rotor no eixo “d” no ref. síncrono
$i_{dr}^s$	Corrente de rotor no eixo “d” no ref. estacionário
$i_{ds}$	Corrente de estator no eixo “d” no ref. síncrono
$i_{ds}^s$	Corrente de estator no eixo “d” no ref. estacionário
$i_{qr}$	Corrente de rotor no eixo “q” no ref. Síncrono
$i_{qr}^g$	Corrente de rotor no eixo “q” no ref. genérico
$i_{qr}^s$	Corrente de rotor no eixo “q” no ref. estacionário
$i_{qs}$	Corrente de estator no eixo “d” no ref. síncrono
$i_{qs}^s$	Comp. de torque da corrente de estator no ref. Estacionário
$I_s$	Corrente de estator
$J$	Inércia (nas equações mecânicas da máquina)
$K_s$	Ganho de escorregamento
$K$	Constante da Matriz G
$L_{lr}$	Indutância de dispersão no rotor
$L_{ls}$	Indutância de dispersão no estator
$L_r$	Auto-Indutância do rotor
$L_s$	Auto-Indutância do estator
$MIT$	Motor de indução trifásico
$P$	Número de pólos
$PWM$	“Pulse width modulation” (modulação por largura de pulso)
$R_r$	Resistência rotórica
$R_s$	Resistência estatórica
$T_b$	Torque base (nas equações da máquina)
$T_e$	Torque eletomagnético (nas equações da máquina)
$T_L$	Torque de carga (nas equações da máquina)
$T$	Período
$V_{cc}$	Tensão no elo cc do inversor
$v_{dr}$	Comp. da tensão de rotor no eixo “d” no ref. Síncrono



$V_{dr}^s$	Comp. da tensão de rotor no eixo “d” no ref. estacionário
$V_{ds}$	Comp. da tensão de estator no eixo “d” no ref. Síncrono
$V_{qr}$	Comp. da tensão de rotor no eixo “q” no ref. síncrono
$V_{qr}^s$	Comp. da tensão de rotor no eixo “q” no ref. estacionário
$V_{qs}$	Comp. da tensão de estator no eixo “q” no ref. Síncrono
$V_{qs}^s$	Comp. da tensão de estator no eixo “q” no ref. estacionário
$\theta_e$	Posição angular do eixo $q^e$
$\theta_r$	Posição angular do rotor
$\theta_{sl}$	Ângulo de escorregamento
$\sigma$	Coeficiente de dispersão
$\tau_m$	Constante de tempo mecânica
$\tau_r$	Constante de tempo rotórica
$\psi_{qs}^e$	Fluxo estatórico de eixo q
$\psi_{ds}^e$	Fluxo estatórico de eixo d
$\psi_{qr}^e$	Fluxo rotórico de eixo q
$\psi_{dr}^e$	Fluxo rotórico de eixo d
$\lambda_1$	Ganho adaptativo da equação de estimativa da resistência do estator
$\lambda_2$	Ganho adaptativo da equação de estimativa da constante de tempo do rotor

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>8</b>
<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>9</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>11</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>13</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>14</b>
<b>CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO.....</b>	<b>15</b>
<b>CAPÍTULO 2: CONTROLE VETORIAL INDIRETO E SINTONIA DE GANHO DE ESCORREGAMENTO.....</b>	<b>18</b>
2.1 INTRODUÇÃO.....	18
2.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO.....	18
2.3 SINTONIA DE GANHO DE ESCORREGAMENTO.....	23
<b>CAPÍTULO 3: CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA E O OBSERVADOR DE LUENBERGER.....</b>	<b>29</b>
3.1 VISÃO GERAL.....	29
3.2 OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	29
3.3 EQUAÇÕES DE ESTADO DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	31

3.4 EQUAÇÕES DE ESTADO DO OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	32
3.5 OBSERVADOR DE LUENBERGER COMO MRAC.....	34
3.6 ESQUEMAS DE ADAPTAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ESTATOR E DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA.....	35
3.7 ANÁLISE FASORIAL DO ESQUEMA DE ADAPTAÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA.....	40
<b>CAPÍTULO 4: ESTUDOS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>43</b>
4.1 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	43
4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	42
<b>4.2.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – ESTIMAÇÃO DE <math>R_s</math> E <math>\tau_R</math> INICIALIZADOS EM 1.5 PU.....</b>	<b>47</b>
<b>4.2.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – ESTIMAÇÃO DE <math>R_s</math> E <math>\tau_R</math> INICIALIZADOS EM 0.5 PU.....</b>	<b>53</b>
<b>CAPÍTULO 5: IMPLEMENTAÇÃO EM LABORATÓRIO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>59</b>
5.1 FLUXOGRAMA DE CONTROLE E DIAGRAMA DE BLOCOS.....	60
5.2 DETALHAMENTO – PRINCIPAIS SUB-ROTINAS DE CONTROLE E HARDWARE.....	63
<b>5.2.1 LEITURA DE POSIÇÃO.....</b>	<b>63</b>
<b>5.2.2 LEITURA DE TENSÕES E CORRENTES.....</b>	<b>64</b>
<b>5.2.3 CÁLCULO DA VELOCIDADE.....</b>	<b>64</b>
5.3 ESCALAS.....	66
<b>5.3.1 ESCALAS PRIMÁRIAS E DERIVADAS.....</b>	<b>67</b>
5.4 IMPLEMENTAÇÃO DISCRETIZADA DO OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	68
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	70

5.5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU.....	70
5.5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 0.5 PU.....	75
5.5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU SOB PRESENÇA DE OFFSET.....	77
5.5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU, COM A MATRIZ $G \neq 0$ .....	78
CAPÍTULO 6: CONCLUSÕES.....	81
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	83
ANEXO A: ARQUIVO DE MATLAB UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DO OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	79
ANEXO B – ARQUIVO DE MATLAB UTILIZADO PARA TESTE DO OBSERVADOR NA FORMA DISCRETA.....	88
ANEXO C – ARQUIVO DE MATLAB UTILIZADO PARA DERIVAÇÃO DE ESCALAS E CÁLCULO DE PARÂMETROS.....	90
ANEXO D – LISTAGEM DO PROGRAMA EM ASSEMBLY PARA TMS320C/F240.....	93

## SUMÁRIO

LISTA DE TABELAS.....	8
LISTA DE FIGURAS.....	9
LISTA DE SÍMBOLOS.....	11
RESUMO.....	13
ABSTRACT.....	14
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO.....	15
CAPÍTULO 2: CONTROLE VETORIAL INDIRETO E SINTONIA DE GANHO DE ESCORREGAMENTO.....	18
2.1 INTRODUÇÃO.....	18
2.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO.....	18
2.3 SINTONIA DE GANHO DE ESCORREGAMENTO.....	23
CAPÍTULO 3: CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA E O OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	29
3.1 VISÃO GERAL.....	29
3.2 OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	29
3.3 EQUAÇÕES DE ESTADO DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	31
3.4 EQUAÇÕES DE ESTADO DO OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	32
3.5 OBSERVADOR DE LUENBERGER COMO MRAC.....	34
3.6 ESQUEMAS DE ADAPTAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ESTATOR E DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA.....	35
3.7 ANÁLISE FASORIAL DO ESQUEMA DE ADAPTAÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA.....	40
CAPÍTULO 4: ESTUDOS DE SIMULAÇÃO.....	43
4.1 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	43
4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	42
4.2.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU.....	47
4.2.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 0.5 PU.....	53
CAPÍTULO 5: IMPLEMENTAÇÃO EM LABORATÓRIO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	59

5.1 FLUXOGRAMA DE CONTROLE E DIAGRAMA DE BLOCOS.....	60
5.2 DETALHAMENTO – PRINCIPAIS SUB-ROTINAS DE CONTROLE E HARDWARE.....	63
5.2.1 LEITURA DE POSIÇÃO.....	63
5.2.2 LEITURA DE TENSÕES E CORRENTES.....	64
5.2.3 CÁLCULO DA VELOCIDADE.....	64
5.3 ESCALAS.....	66
5.3.1 ESCALAS PRIMÁRIAS E DERIVADAS.....	67
5.4 IMPLEMENTAÇÃO DISCRETIZADA DO OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	68
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	70
5.5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU.....	70
5.5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 0.5 PU.....	75
5.5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU SOB PRESENÇA DE OFFSET.....	77
5.5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO DE $R_s$ E $\tau_R$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU, COM A MATRIZ $G \neq 0$ .....	78
CAPÍTULO 6: CONCLUSÕES.....	81
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	83
ANEXO A: ARQUIVO DE MATLAB UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DO OBSERVADOR DE LUENBERGER.....	79
ANEXO B – ARQUIVO DE MATLAB UTILIZADO PARA TESTE DO OBSERVADOR NA FORMA DISCRETA.....	88
ANEXO C - ARQUIVO DE MATLAB UTILIZADO PARA DERIVAÇÃO DE ESCALAS E CÁLCULO DE PARÂMETROS.....	90
ANEXO D - LISTAGEM DO PROGRAMA EM ASSEMBLY.....	93

## RESUMO

Aplicações envolvendo controle de posição necessitam de respostas dinâmicas muito rápidas do motor. O avanço nas áreas de eletrônica de potência e de microprocessadores permitiu a utilização de motores de corrente alternada em aplicações de alto desempenho, como é o caso de servoacionamento. Entre esses motores, o de indução trifásico tipo gaiola se destaca por sua robustez e baixo custo. Acionado pelo método de controle vetorial, o motor de indução apresenta resposta dinâmica superior ao motor de corrente contínua.

O acionamento de motores CA por controle vetorial já apresenta uma grande complexidade inerente ao método. Além disso, o controle é sensível à variações de parâmetros da máquina por aquecimento e saturação magnética. O método de controle vetorial indireto, explorado na presente dissertação, apresenta sensibilidade à variação da constante de tempo rotórica. A perda de sintonia devido à variação deste parâmetro prejudica a dinâmica e o desempenho da máquina.

O objetivo do presente trabalho é implementar o método de estimação de parâmetros do motor utilizando o observador de Luenberger, que por se tratar de um observador em malha fechada, utiliza a planta real como modelo de referência e estima parâmetros que convergem para os valores reais.

Utilizou-se Matlab/Simulink para simulação do observador que, posteriormente foi implementado num DSP da Texas Instruments para validação experimental.

## **ABSTRACT**

Servo drive applications require fast dynamic responses. Modern power electronics and Microcomputers enabled high performance ac drives for this purpose and the induction motor cage type is the most commonly used in adjustable-speed ac drive systems because of its robustness and low-cost. Vector control of an induction motor surpasses the performance of a direct current motor but the control method is inherently complex.

The indirect vector control method, used in the present work, has a problem of performance degradation due to parameter variations, mainly rotor time constant, which is used in the slip gain calculation.

An adaptive observer of an induction motor with a parameter adaptive scheme is proposed for tuning the slip gain calculation, in the present work. The system simulations were performed using Matlab/Simulink software to demonstrate its effectiveness. An experimental study with assembly software implementation was carried out, by using of a Texas Instruments DSP board.



## 1 INTRODUÇÃO

Um sistema de controle de posição de alto desempenho deve possuir as seguintes características:

- Alto torque disponível em baixas velocidades e sob velocidade nula.
- Alto desempenho dinâmico.
- Robustez e confiabilidade, entre outras.

Nesse cenário, o controle vetorial de motores trifásicos síncronos e assíncronos está substituindo gradualmente o acionamento por máquinas de corrente contínua. O motor de indução trifásico com rotor gaiola se destaca devido à sua robustez e capacidade de sobrecarga, características essenciais em um ambiente industrial.

O controle vetorial de motores de indução trifásicos permite o controle individual de campo e torque, resultando em um desempenho dinâmico superior ao da máquina de corrente contínua. Os principais métodos de controle vetorial em motores de indução são o direto e o indireto. O método direto, dependendo da aplicação, pode ou não necessitar do conhecimento da velocidade mecânica. No método indireto, o conhecimento da velocidade mecânica, medida ou estimada, é sempre necessário. Num servoacionamento de alta performance o sensor de deslocamento (*encoder* ou *resolver*) já está presente para o fechamento da malha de posição, o que torna o método indireto atraente para esse tipo de aplicação, pois apresenta maior simplicidade na geração dos vetores unitários do que o método direto [1].

A principal desvantagem do método indireto é a dependência de parâmetros da máquina para o correto desacoplamento entre a resposta de torque e a resposta de fluxo. O termo de ganho de escorregamento é explicitamente dependente da constante de tempo rotórica, na qual a resistência rotórica sofre grande variação (de até 100%) com a temperatura. A perda de sintonia devido ao aumento da resistência rotórica causa [2]:

- Variação do fluxo rotórico e diminuição do torque elétrico resultando na diminuição da relação torque/Ampere. Em regime permanente, uma corrente maior será necessária para produzir o mesmo torque, aumentando as perdas. O torque máximo disponível será afetado pois a corrente máxima no motor e no inversor são limitados.
- Deterioração da resposta dinâmica do sistema. A falta de sintonia causa uma resposta mais lenta, *overshoot* maior e até perda de estabilidade.

Existem várias propostas de solução para a sintonia de ganho de escorregamento na literatura. As primeiras tentativas de sintonia utilizam esquemas de MRAC (Controle Adaptativo por Modelo de Referência) considerando os parâmetros da máquina fixos, isto é, não havia estimação de parâmetros. Em [3], vários esquemas de MRAC são propostos comparando-se grandezas de referência (torque, tensão, potência reativa) com grandezas estimadas mas todos recaem na necessidade de estimar parâmetros em baixas velocidades. Em [4], utiliza-se o erro entre fluxo rotórico de referência e estimado mas também há necessidade de estimação da resistência rotórica em baixas velocidades. Esquemas mais recentes fazem a estimação de parâmetros *on-line*. Em [5] desenvolve-se um complexo observador adaptativo de fluxo para variações simultâneas de resistência rotórica e estatórica, apresentando bons resultados desde que haja excitação rotórica, isto é, torque de carga. Em [6], apresenta-se um método para se estimar a constante de tempo rotórica baseado na energia armazenada na indutância de magnetização mas não são apresentados resultados experimentais em baixas velocidades.

Em [7] e [9], o observador de Luenberger foi utilizado para estimação da velocidade rotórica, resistência do estator e constante de tempo rotórica, apresentando bons resultados em velocidades altas. Os resultados experimentais de [7] e [9] motivaram a investigação do observador de Luenberger para estimativas da resistência do estator e, principalmente, a constante de tempo

rotórica, sob velocidades baixas (servoacionamento), numa situação onde a velocidade rotórica é conhecida e não estimada, devido à presença de um encoder.

O escopo do presente trabalho é simular e implementar um algoritmo de sintonia de ganho de escorregamento para aplicações de controle de posição, que é o caso de servoacionamentos. Nessa situação adversa, onde a velocidade de operação normalmente é baixa, os sinais de corrente e tensão se tornam mais ruidosos e alguns parâmetros, tais como a resistência de estator, não podem ser desprezados. Utilizou-se o observador de Luenberger no referencial síncrono, para estimação das resistências estatóricas e rotóricas, como descrito em [7] e em [9]. Este trabalho é validado através de simulação e implementação prática em um sistema de acionamento por controle vetorial indireto.

No capítulo 2 discute-se os fundamentos do acionamento por controle vetorial indireto e os efeitos da perda de sintonia do ganho de escorregamento.

No capítulo 3 introduz-se a teoria sobre o observador de Luenberger seguido pelo estudo específico de sua aplicação para a estimação de parâmetros em tempo real.

No capítulo 4 é apresentado o estudo de simulação do observador de Luenberger em um sistema de controle de posição por controle vetorial indireto.

No capítulo 5 é detalhada a implementação prática com resultados experimentais do sistema de controle de posição e observador implementados numa plataforma DSP.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões e avaliações sobre este trabalho.

## 2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO E SINTONIA DE GANHO DE ESCORREGAMENTO

### 2.1 INTRODUÇÃO

O controle vetorial aplicado em motores de indução permite o controle desacoplado de torque e fluxo, como na máquina CC, permitindo seu uso em aplicações de alto desempenho. Para o correto desacoplamento, o método indireto, tratado no presente trabalho, utiliza a informação de velocidade ou posição, sinais geralmente mais limpos que outras grandezas mensuráveis tais como corrente e tensão e por isso se destaca para uso em baixas velocidades (como é o caso de controle de posição). É também necessária a informação do ganho de escorregamento ( $K_s$ ), o qual é dependente de parâmetros da máquina e daí surge a principal desvantagem do método indireto. As seções que seguem detalham o controle vetorial indireto e os problemas da falta de sintonia do ganho de escorregamento.

### 2.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO

A análise do motor de indução trifásico sob controle vetorial em regime permanente ou em transitórios é feita no referencial dq, por simplicidade. A Figura (2.1) ilustra o circuito equivalente bifásico do MIT no referencial dq síncrono :

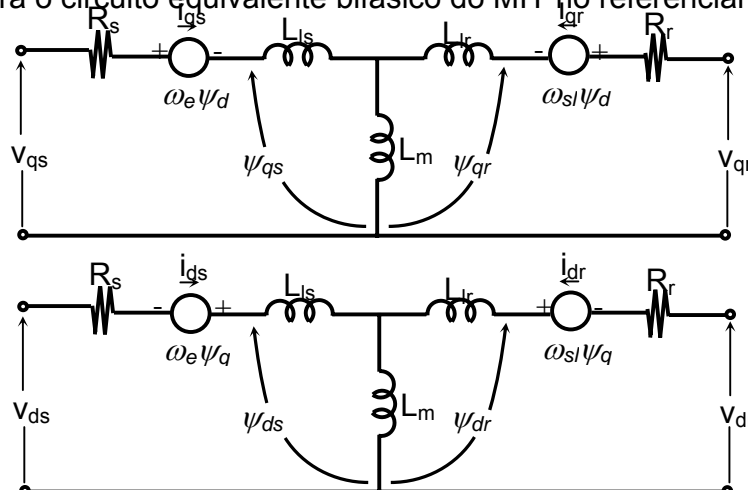


Figura 2.1 – Circuito equivalente  $d^e q^e$  do MIT

O controle vetorial consiste em desacoplar fluxo rotórico e torque elétrico de forma que sejam controlados pelas componentes  $I_{ds}$  e  $I_{qs}$  respectivamente.

Da Figura (2.1) pode-se escrever as equações do fluxo rotórico :

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\psi_{qr} - \frac{R_r}{L_r}L_m I_{qs} + \omega_{sl}\psi_{dr} = 0 \quad (2.1)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\psi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}L_m I_{ds} - \omega_{sl}\psi_{qr} = 0 \quad (2.2)$$

As equações (2.1) e (2.2) mostram claramente que a dinâmica do fluxo  $\psi_{dr}$  é dependente de  $\psi_{qr}$  e vice-versa estando assim acoplados.

Uma das formas de produzir o desacoplamento consiste em alinhar o eixo  $d^e$  com  $\psi_{dr}$  através da escolha correta do ângulo  $\theta_e$ , tornando  $\psi_{qr}$  nulo. A Figura (2.2) ilustra isso:

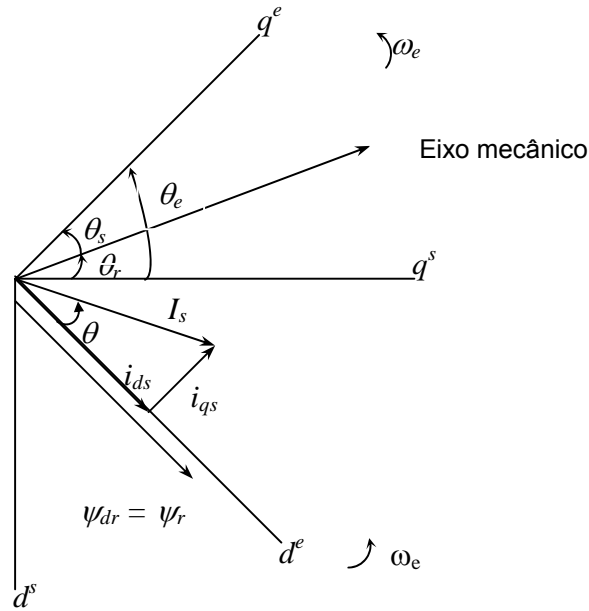


Figura 2.2 – Diagrama fasorial para controle desacoplado

Uma análise fasorial mais detalhada da Figura (2.2) será feita no próximo item. As linhas que seguem tratarão das condições para o correto desacoplamento de forma algébrica, onde todas as variáveis de corrente e fluxo são assumidas no referencial síncrono. Dessa forma,

$$\psi_{qr} = \frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

$$\psi_{dr} = \psi_{r_{\max}} = cte \quad (2.4)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = 0 \quad (2.5)$$

Usando essas condições em (2.1) e (2.2), obtêm-se

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\psi_{r_{\max}}} \frac{R_r}{L_r} I_{qs} \quad (2.6)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_{r_{\max}}}{dt} + \psi_{r_{\max}} = L_m I_{ds} \quad (2.7)$$

A equação (2.6) mostra que para um dado valor de fluxo rotórico e corrente estatórica de eixo q, há um único valor de escorregamento associado à condição de desacoplamento.

A equação (2.7) representa a dinâmica do fluxo rotórico para uma variação da corrente de eixo d. Assumindo o fluxo rotórico constante, (2.7) reduz-se a:

$$\psi_{r_{\max}} = L_m I_{ds} \quad (2.8)$$

e (2.6) pode ser reescrita como:

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (2.9)$$

O torque eletromagnético é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \psi_{dr} - I_{ds} \psi_{qr}) \quad (2.10)$$

E para a condição de orientação de campo reduz-se a:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} I_{ds} I_{qs} \quad (2.11)$$

A equação dinâmica do motor elétrico é dada por:

$$T_e - T_L = \frac{P}{2J} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.12)$$

O diagrama de bloco apresentado na Figura (2.3) reúne as equações (2.7), (2.11) e (2.12) onde se pode ver que, sob a condição de desacoplamento e considerando-se o fluxo rotórico constante, o torque elétrico é comandado de forma instantânea pela corrente  $I_{qs}$  e a resposta de velocidade apresenta comportamento de primeira ordem.

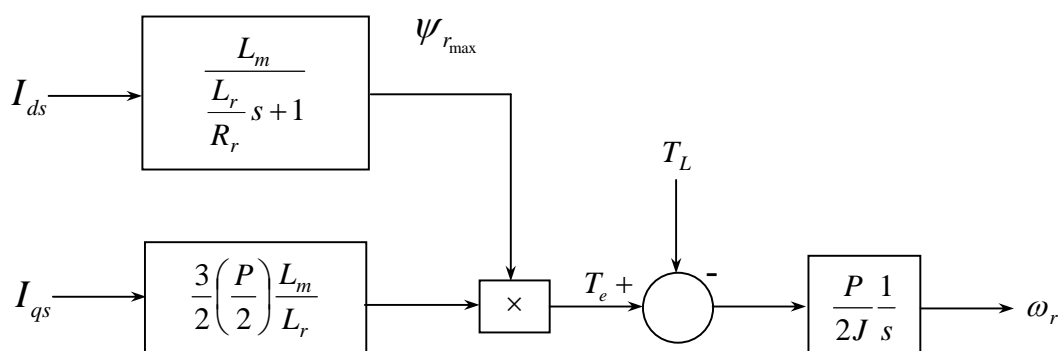


Figura 2.3 – Diagrama de blocos das equações dinâmicas de um MI com controle desacoplado de fluxo e torque.

O controle vetorial indireto caracteriza-se pela forma de obter o ângulo do fluxo rotórico: mede-se mecanicamente a posição do rotor e utiliza-se a relação de escorregamento dada por (2.9) para computar o ângulo do fluxo rotórico em relação ao rotor.

A Figura (2.4) mostra um diagrama do controle vetorial indireto onde as variáveis de corrente e tensão com sufixo “e” estão no referencial síncrono e com sufixo “s” no referencial estacionário:

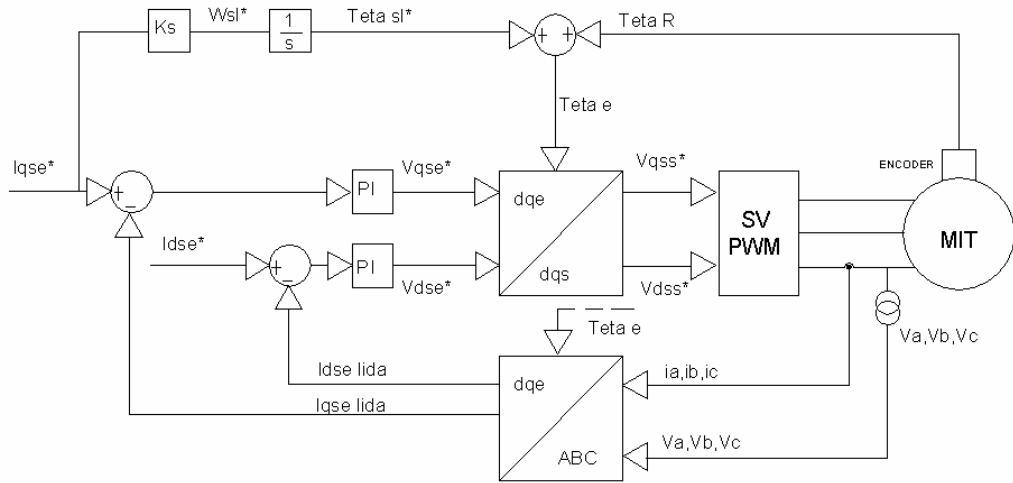


Figura 2.4 – Diagrama de um controle vetorial indireto

Pelo esquema mostrado na Figura (2.4) a equação (2.9) pode ser reescrita como:

$$\omega_{sl}^* = K_s I_{qs}^* \quad (2.13)$$

onde, considerando-se  $I_{ds}$  constante, define-se o ganho de escorregamento como

$$K_s = \frac{R_r}{L_r} \frac{1}{I_{ds}^*} \quad (2.14)$$

O esquema mostrado na Figura (2.4) deve garantir a equação (2.9) em todos os pontos de operação, inclusive transitórios, para que haja o correto desacoplamento. Dada uma referência de torque (isto é,  $I_{qs}^*$ ) as malhas de corrente devem garantir as correntes requeridas no motor e o esquema de realimentação em avanço de  $\omega_{sl}^*$  deve impor a frequência de escorregamento necessária. A Figura (2.4) apresenta somente controle de torque e fluxo, por simplicidade. Num esquema de controle de posição, por exemplo, adiciona-se a malha de velocidade e posição.

O controle vetorial indireto proporciona um desempenho dinâmico superior ao de um motor de corrente contínua (supondo desacoplamento perfeito) e é ideal



para acionamentos em baixas velocidades por não necessitar de sensores ou observadores de fluxo [1]. O fato de o método indireto necessitar da informação da posição do rotor (encoder) não é necessariamente uma desvantagem pois num esquema de controle de posição de alto desempenho o sensor de posição já está presente. Sua principal desvantagem é que a geração de  $\omega_{sl}^*$  depende de parâmetros da máquina que por sua vez variam com a temperatura e com o nível de saturação, o que será visto no próximo item.

## 2.2 SINTONIA DE GANHO DE ESCORREGAMENTO

Reescrevendo-se a equação (2.12) de uma forma mais realista obtêm-se:

$$\omega_{sl}^* = K_s^* I_{qs}^* \quad (2.15)$$

onde o ganho de escorregamento é dado por:

$$K_s^* = \frac{R_r^*}{L_r^*} \frac{1}{I_{ds}^*} = \frac{1}{\tau_r^* I_{ds}^*} \quad (2.16)$$

Considerando-se a corrente  $I_{ds}^*$  constante (operação com fluxo constante), a equação 2.16 mostra que o valor do ganho de escorregamento depende do valor estimado da constante de tempo rotórica. Se esse valor for computado de forma correta, isto é, se aproximar do valor real da máquina, haverá perfeito desacoplamento.

Em [2] é feita uma análise detalhada dos efeitos do desvio da constante rotórica de seu valor correto em um sistema de controle vetorial indireto onde as correntes  $I_{ds}$  e  $I_{qs}$  são assumidas constantes e iguais aos valores comandados,  $I_{ds}^*$  e  $I_{qs}^*$ . Parte desse detalhamento será refeito aqui para validar os efeitos da falta de sintonia do ganho de escorregamento. A Figura (2.5) ilustra a condição onde o ganho de escorregamento possui valor correto. As variáveis estão no referencial síncrono e os fasores estão em negrito. As correntes  $I_{qs}$  e  $I_{ds}$  são novamente consideradas constantes e iguais aos valores comandados  $I_{qs}^*$  e  $I_{ds}^*$ , em um esquema semelhante ao da Figura 2.4.



Nessa figura, a corrente  $I_{qds}$  fixa a posição do fasor fluxo concatenado  $I_{qds} \cdot L_m$  que por sua vez, fixa a posição da tensão induzida no rotor  $-j\omega_s^* L_m \cdot I_{qds}$  [2]. O ângulo de fase  $\phi_r$  da corrente de rotor  $I_{qdr}$  é dado por  $\tan^{-1}(\omega_{sl}^* \tau_r)$  que a posiciona de forma que a componente  $I_{qr} \cdot L_r$  cancele a componente  $I_{qs} \cdot L_m$  restando somente a componente de fluxo de eixo d do fluxo concatenado  $I_{qds} \cdot L_m$ , situação desejável para o desacoplamento de torque e fluxo. Essa relação pode ser encontrada algebricamente através do circuito da figura 2.1, fazendo  $\psi_{qr}=0=I_{qs} \cdot L_m + I_{qr} \cdot L_r$ , que é uma das condições necessárias para o controle vetorial.

Para a análise fasorial de uma situação onde há perda de sintonia, considerou-se a condição em que  $\tau_r^*$  é menor do que o valor real. Nessa condição, o escorregamento  $\omega_{sl}^*$  aumenta resultando numa tensão rotórica induzida  $-j\omega_s^* L_m \cdot I_{qds}$  maior. O ângulo de fase  $\theta_r$  aumenta e a corrente rotórica se desalinha do eixo q, fazendo o fluxo rotórico desalinhar-se do eixo d, havendo a perda do desacoplamento entre fluxo e torque, como ilustra a Figura (2.7):

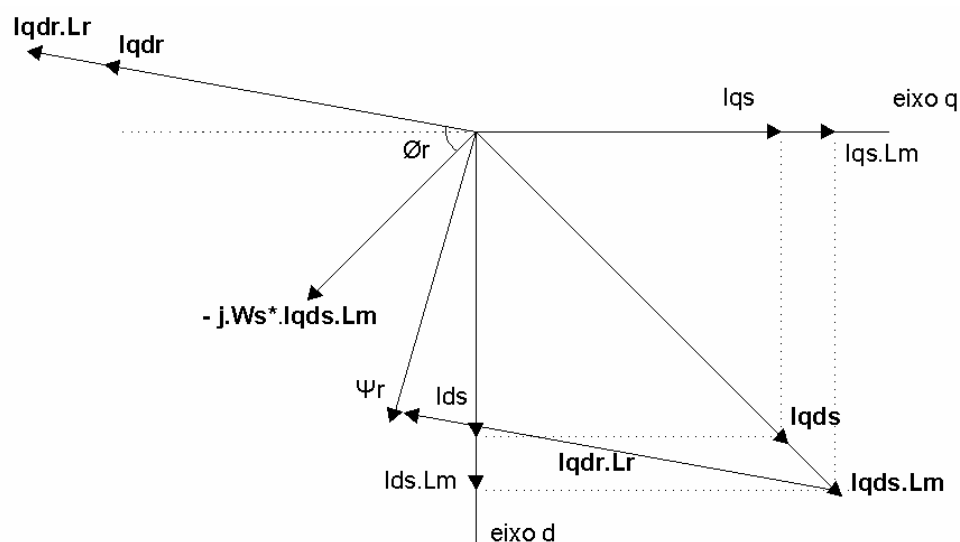


Figura 2.7 – Diagrama fasorial das correntes e fluxos para  $\tau_r^* > \tau_{r_{real}}$

A Figura (2.8) [11] ilustra o comportamento do fluxo para diferentes valores presumidos de  $\tau_r^*$  considerando-se a equação do fluxo rotórico em regime permanente normalizada em relação ao valor de ganho de escorregamento correto,  $K_{so}$ :

$$\frac{\psi_r}{\psi_{nom}} = \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{\hat{K}_s}{K_{so}} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (2.17)$$

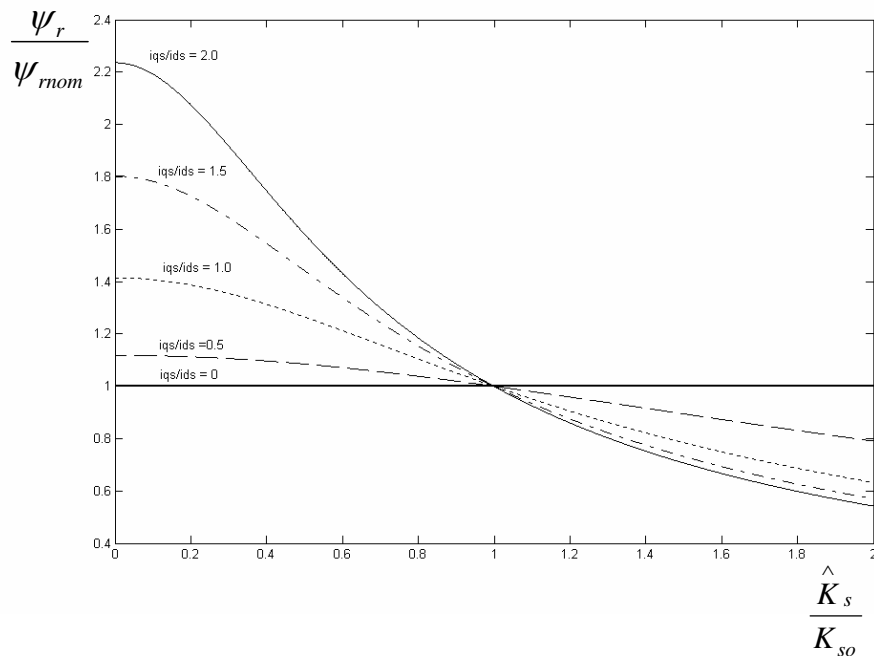


Figura 2.8- Característica normalizada fluxo vs. ganho de escorregamento

O efeito da falta de sintonia de ganho de escorregamento sobre o torque elétrico comandado pode ser visto na Figura (2.9) [11], obtida através do torque normalizado em relação ao valor correto:

$$\frac{T_e}{T_b} = \left( \frac{i_{ds}}{i_{qs}} \right)_{nom} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \frac{\hat{K}_s}{K_{so}} \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \frac{\hat{K}_s}{K_{so}} \right)^2} \quad (2.18)$$

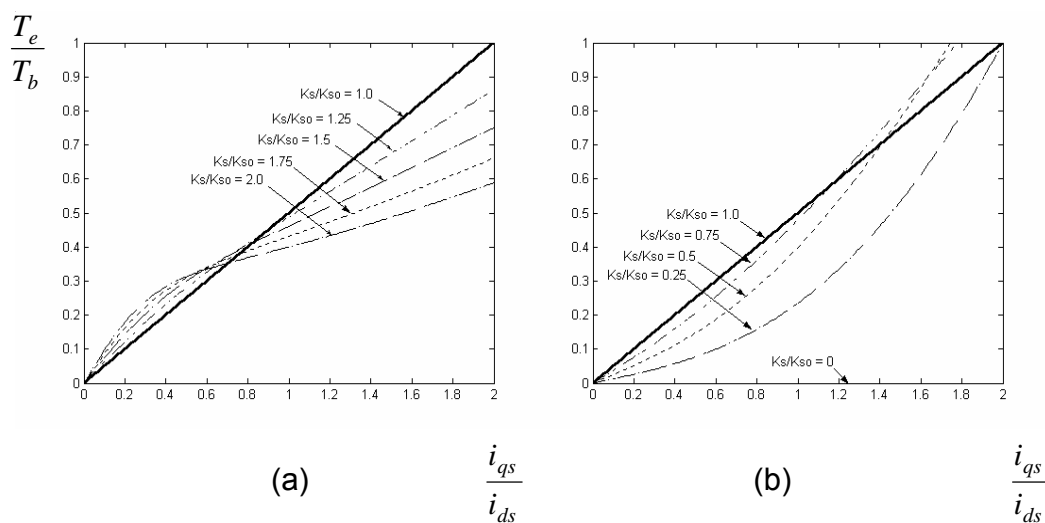


Figura 2.9 – Característica normalizada de torque vs. Corrente

Numa situação realista onde o aquecimento do motor leva a uma diminuição de  $K_s^*/K_{so}$  ( $R_r$  aumenta) observa-se a partir das curvas mostradas que, para um determinado torque elétrico demandado, é necessária uma corrente  $i_{qs}$  maior, resultando em uma diminuição da capacidade torque/Ampére do sistema, além de acarretar mais perdas no cobre.

A resposta dinâmica do motor também será afetada já que se perde o desacoplamento entre torque e fluxo. A resposta de velocidade de um sistema por controle vetorial indireto que apresenta característica de primeira ordem de acordo com a Figura 2.3, passa a ter característica de segunda ordem, resultando em respostas mais lentas e com *overshoots* [2]. Perde-se a resposta instantânea de torque ao comando de  $i_{qs}$ . Todas essas conseqüências da variação da constante

de tempo rotórica sugerem a busca de um método para sintonizar o ganho de escorregamento.

Os métodos clássicos de teste sem carga e com rotor bloqueado produzem valores razoáveis para inicialização de parâmetros e podem ser feitos diretamente pelo usuário ou pelo inversor num processo chamado comissionamento (*commissioning*) onde se emulam as condições de teste desejadas [12] mas, a constante de tempo rotórica é um dos parâmetros mais instáveis do motor de indução e crítico para o controle vetorial indireto, pela análise feita nesse capítulo. Por essas razões, um método de adaptação de parâmetros durante a operação (on-line) é necessário para acionamentos de alto desempenho.

O presente trabalho implementa a sintonia de ganho de escorregamento em tempo real através do Controle Adaptativo por Modelo de Referência utilizando-se o Observador de Luenberger onde se estima a constante de tempo rotórica e a resistência estatórica, além de outras variáveis. O valor estimado de  $\tau_r$  é então inserido na equação (2.16), garantindo a sintonia. Convém ressaltar que a sintonia será feita para uma situação adversa, já que o motor operará em modo de controle de posição.

### **3 CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA E O OBSERVADOR DE LUENBERGER**

#### **3.1 VISÃO GERAL**

No capítulo anterior discutiu-se os problemas causados pela perda de sintonia do controle vetorial indireto. Como já foi dito no capítulo introdutório, existem vários métodos propostos pela literatura para a sintonia do ganho de escorregamento. A estimação de parâmetros é uma solução interessante já que a resistência rotórica do motor de indução com rotor gaiola não está disponível para medição. Numa abordagem de controle, essas variáveis são ditas observáveis e um observador de estados tem por objetivo estimá-las a partir de variáveis de entrada e saída. No problema que a presente dissertação aborda, utiliza-se tensões, velocidade rotórica e correntes lidas como entradas do observador e obtêm-se como variáveis estimadas correntes de estator, fluxo rotórico, resistência estatórica e constante de tempo rotórica. Todos os outros parâmetros do motor são considerados constantes e conhecidos.

#### **3.2 OBSERVADOR DE LUENBERGER**

O Observador de Luenberger é um estimador de estado de ordem completa, isto é, possui a mesma ordem da planta a ser observada e caracteriza-se por funcionar à malha fechada [9], como ilustra a Figura (3.1).

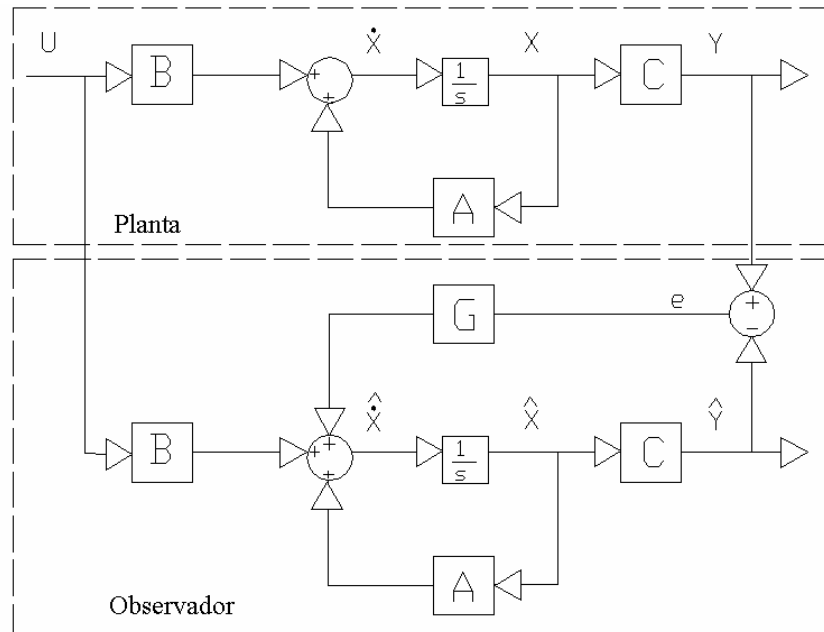


Figura 3.1 – Planta real e o observador de Luenberger

A equação dinâmica da planta real é dada por:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + By \quad (3.1)$$

$$y = Cx \quad (3.2)$$

O detalhamento dessa equação para o caso específico do motor de indução será dado adiante onde será mostrado que o fluxo rotórico e correntes do estator formam os estados, tensões estatóricas formam as entradas e as matrizes A e B são compostas pelos parâmetros da máquina e velocidade rotórica.

Essa figura mostra que a diferença entre a saída da planta e a saída real é multiplicada por uma matriz constante G que depois realimenta a entrada do integrador do estimador.

A equação dinâmica do Observador de Luenberger é dada por:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + By + G(y - C\hat{x}) \quad (3.3)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (3.4)$$

onde  $\hat{\phantom{x}}$  é utilizado para grandezas estimadas.



A equação (3.3) pode ser reescrita como:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = (A - GC)\hat{x} + Gy + Bu \quad (3.4)$$

Definindo-se o erro de estimação e derivando-o vem:

$$e = x - \hat{x} \quad (3.5)$$

$$\frac{de}{dt} = \frac{dx}{dt} - \frac{d\hat{x}}{dt} \quad (3.6)$$

Desenvolvendo a dinâmica do erro de estimação:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= [Ax + Bu] - [A\hat{x} + Bu + G(C\hat{x} - y)]; \\ &= A(x - \hat{x}) + G(C\hat{x} - Cx); \\ &= (A + GC)(x - \hat{x}); \\ &= (A + GC)e \end{aligned} \quad (3.7)$$

Se  $A+GC$  for estável, isto é, tiver apenas autovalores reais, pelo primeiro teorema de Lyapunov, os valores estimados convergirão para os estados reais pois  $e \rightarrow 0$ .

Observa-se então que o desempenho do sistema pode ser melhorado através da diferença entre a saída medida ( $y$ ) e a saída estimada ( $C\hat{x}$ ) e a escolha correta da matriz  $G$  [19].

### 3.3 EQUAÇÕES DE ESTADO DO MOTOR DE INDUÇÃO

As equações de estado do modelo d-q do motor de indução no referencial síncrono, tendo como variáveis de estado a corrente de estator e o fluxo do rotor são:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{\psi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{\psi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} \vec{V}_s \quad (3.8)$$

$$\vec{I}_s = C\vec{x} \quad (3.9)$$

onde A é a matriz de parâmetros do motor, B é a matriz de entrada, C é a matriz de saída,  $[\vec{I}_s \quad \vec{\psi}_r]'$  é o vetor de variáveis de estado, e  $\vec{V}_s$  (tensão do estator) é a variável de entrada. A equação (3.8) é detalhada a seguir:

$\vec{I}_s = [I_{ds} \quad I_{qs}]'$  é o vetor corrente do estator;

$\vec{\psi}_r = [\psi_{dr} \quad \psi_{qr}]'$  é o vetor fluxo do rotor;

$\vec{V}_s = [V_{ds} \quad V_{qs}]'$  é o vetor tensão aplicada ao estator;

$$A_{11} = -\left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right\} I - \omega_e J = a_{r11} I - a_{i11} J$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J \right\} I = a_{r12} I + a_{i12} J$$

$$A_{21} = \frac{L_m}{\tau_r} I = a_{r21} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I - (\omega_e - \omega_r) J = a_{r22} I + a_{i22} J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I = b_1 I$$

$$C = [I \quad 0] \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad K = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$R_s, R_r$  Resistência do estator e rotor

$L_s, L_r$  Indutância do estator e rotor

$L_m$  Indutância mútua

$\sigma$  Coeficiente de dispersão  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

$\tau_r$  Constante de tempo do rotor  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

$\omega_r$  Velocidade angular do motor em rad/s elétricos.

$\omega_e$  Frequência do estator em rad/s elétricos.

### 3.4 EQUAÇÕES DE ESTADO DO OBSERVADOR DE LUENBERGER

A equação de estado no eixo de referência síncrono do observador de Luenberger que estima a corrente de estator e o fluxo rotórico é:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{\psi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{\psi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} \vec{V}_s + G(\vec{I}_s - \hat{\vec{I}}_s) \quad (3.10)$$

e seu diagrama de blocos é mostrado na Figura (3.2):

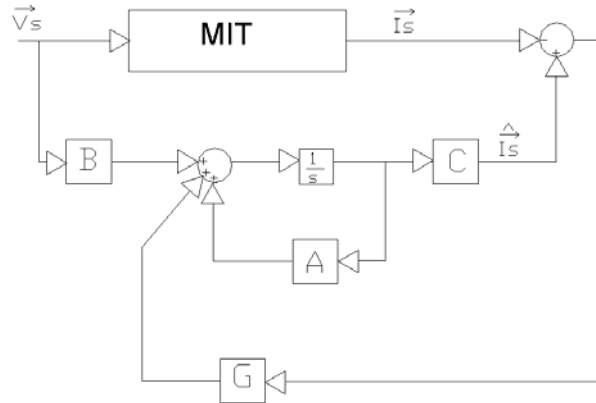


Figura 3.2- Planta real e observador de Luenberger

Comparando-se a equação (3.10) com a equação (3.8) observa-se que as correntes estatóricas e fluxos rotóricos agora são estimados.

Os pólos do observador podem ser feitos proporcionais àqueles do motor de indução[8]. Assim, o ganho da matriz  $G$  é calculado como segue:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

Onde

$$g_1 = (k-1)(-a_{r11} - a_{r22})$$

$$g_2 = (k-1)(a_{i22})$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r22}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_4 = -c(k-1)(a_{i22})$$

e

$$c = \sigma L_s L_r / M$$

$k > 1$  é uma constante proporcional.

Os ganhos  $g_1$  a  $g_4$  tornam os pólos do observador proporcionais aos do motor. Sendo o motor real estável, o observador também deve ser estável.

O observador da equação (3.10) em si já é bastante interessante, pois estima o fluxo rotórico do motor a partir de grandezas mensuráveis, tensão e

corrente, podendo, por exemplo, ser utilizado para verificar a sintonia do controle vetorial, isto é, fluxo do eixo q nulo e do eixo d com valor nominal. Porém, a matriz A do observador não é constante e o observador torna-se sensível à variação de parâmetros como resistência estatórica e rotórica [8].

No próximo item, o observador será tratado como um MRAC e os parâmetros mais críticos do motor serão estimados e tratados como variáveis de estado adicionais.

### 3.5 OBSERVADOR DE LUENBERGER COMO MRAC

O MRAC é um dos principais métodos de controle adaptativo e foi proposto originalmente para que uma determinada planta respondesse de uma forma ditada por um modelo de referência (função de transferência da planta). No caso abordado na presente dissertação, o motor de indução (planta) será considerado o modelo de referência e o observador de Luenberger, o modelo ajustável. Se houver variações na planta, como parâmetros sensíveis à temperatura, um esquema adaptativo atualizará o modelo ajustável *on line*. A Figura (3.3) ilustra essa situação:

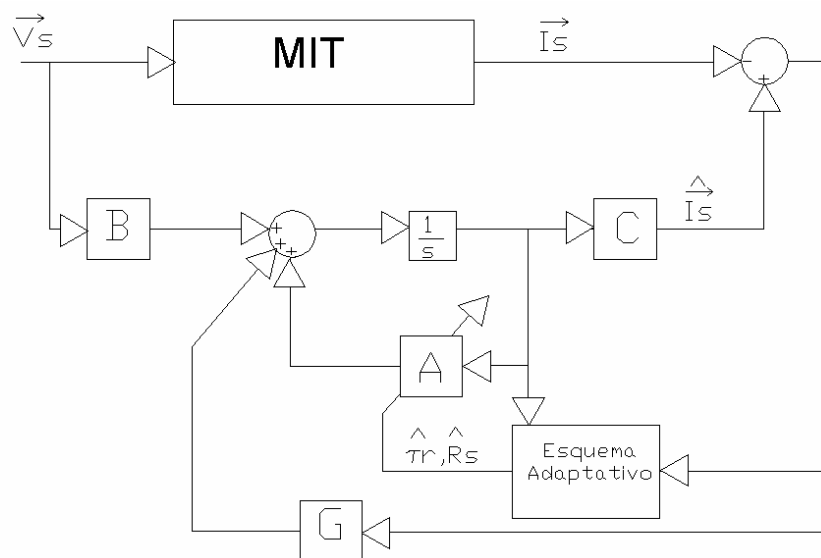


Figura 3.3 – Observador de Luenberger como um MRAC

Comparando-se a Figura (3.3) com a Figura (3.2) observa-se que agora o bloco A (modelo ajustável) está sendo atualizado pelos valores estimados de  $R_s$  e

$\tau_r$ . O erro entre as correntes de estator lidas e estimadas é usado para acionar o esquema de adaptação além de atuar na própria planta através da matriz  $G$ . Esse esquema deve garantir que quando  $\hat{R}_s$  e  $\hat{\tau}_r$  forem ajustados para seus valores corretos, o erro entre as correntes lidas e estimadas convirja para zero. Os esquemas de adaptação serão apresentados na próxima seção. A equação (3.10) agora será reescrita tendo a matriz  $A$  estimada:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{I}_s \\ \hat{\psi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_s \\ \hat{\psi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} \vec{V}_s + G(\vec{I}_s - \vec{\hat{I}}_s) \quad (3.11)$$

### 3.6 ESQUEMAS DE ADAPTAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ESTATOR E DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA

As equações de adaptação para estimação da resistência do estator e da constante de tempo do rotor serão obtidas através do teorema de Lyapunov [8]. A estimação da resistência do estator não é crítica para a sintonia no controle vetorial indireto mas é importante para o correto funcionamento do observador, pois também varia com a temperatura e deve ser atualizada *on-line*. As equações de adaptação irão compor o bloco da Figura (3.3) intitulado “esquema adaptativo” e serão derivadas a seguir.

Utilizando-se as equações (3.8), (3.9) e (3.11), o erro de estimação da corrente do estator e do fluxo do rotor é derivado a seguir [9]:

$$\dot{\vec{x}} = \vec{A}\vec{x} + \vec{B}\vec{V}_s$$

$$\dot{\hat{\vec{x}}} = \hat{\vec{A}}\hat{\vec{x}} + \vec{B}\vec{V}_s + G(\vec{i}_s - \vec{\hat{i}}_s)$$

como  $\hat{\vec{i}}_s = \hat{C}\hat{\vec{x}}$ :

$$\dot{\hat{\vec{x}}} = (\hat{\vec{A}} + G\hat{C})\hat{\vec{x}} + \vec{B}\vec{V}_s - G\vec{i}_s$$

fazendo  $\vec{e} = \vec{x} - \hat{\vec{x}}$ ;  $\dot{\vec{e}} = \dot{\vec{x}} - \dot{\hat{\vec{x}}}$ , então:

$$\dot{\vec{e}} = (A + GC)(\vec{x} - \hat{\vec{x}}) - (\hat{A} - A)\hat{\vec{x}}$$

$$\dot{\vec{e}} = (A + GC)\vec{e} - \Delta A \hat{x} \quad (3.12)$$

onde:

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix}$$

$$\Delta A_{11} = - \left[ \frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r} \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) \right] I$$

$$\Delta A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) I$$

$$\Delta A_{21} = L_m \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) I$$

$$\Delta A_{22} = - \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) I$$

$$\Delta R_s = \hat{R}_s - R_s$$

$$\Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) = \left( \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right) - \left( \frac{1}{\tau_r} \right)$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

No desenvolvimento acima o termo  $\omega_r$  foi eliminado em  $\Delta A_{12}$  e  $\Delta A_{22}$  pois considerou-se que a velocidade do motor fosse conhecida com precisão. No presente trabalho, a velocidade é calculada a partir da posição obtida com um encoder.

Definindo-se a função candidata de Lyapunov [8]:

$$V(e, \hat{R}_s, \hat{\tau}_r) = \vec{e}^T \vec{e} + \frac{1}{\lambda_1 \sigma L_s} (\hat{R}_s - R_s)^2 + \frac{L_m}{\lambda_2 \sigma L_s} \left\{ \left( \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right) - \left( \frac{1}{\tau_r} \right) \right\}^2 \quad (3.13)$$

onde  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  são constantes positivas.

A derivada no tempo de  $V$  é:

$$\frac{d\vec{V}}{dt} = \vec{e}^T \frac{d}{dt} \vec{e} + \frac{1}{\lambda_1 \sigma L_s} \frac{d\Delta R_s^2}{dt} + \frac{L_m}{\lambda_2 \sigma L_s} \frac{d}{dt} \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right)^2 \quad (3.14)$$

Utilizando (3.12) na equação anterior e desenvolvendo,

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = \vec{e}^T \left[ (A + GC) + (A + GC)^T \right] \vec{e} - \frac{2}{\sigma L_s} \Delta R_s \left( e_{ids} \hat{i}_{ds} - e_{iqs} \hat{i}_{qs} \right) \\ + \frac{2L_m}{\sigma L_s L_r} \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) \left\{ e_{ids} (\psi_{dr} - L_m \hat{i}_{ds}) + e_{iqs} (\psi_{qr} - L_m \hat{i}_{qs}) \right\} \\ + \frac{2}{\lambda_1 \sigma L_s} \Delta R_s \frac{d\hat{R}_s}{dt} + \frac{2L_m}{\lambda_2 \sigma L_s} \Delta \left( \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\tau_r} \right); \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde:  $e_{ids} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$  e  $e_{iqs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$

e a expressão

$$-\psi_{dr} \psi_{dr} + \psi_{dr} \psi_{dr} - \psi_{qr} \psi_{dr} + \psi_{qr} \psi_{dr} - \psi_{qr} \hat{i}_{qs} + \psi_{qr} \hat{i}_{qs} - L_m \psi_{dr} \hat{i}_{ds} + L_m \psi_{dr} \hat{i}_{ds}$$

é considerada igual a zero.

A equação para a estimação da resistência do estator pode ser encontrada igualando-se o segundo termo com o quarto termo da parcela à direita da equação (3.15)

$$\frac{2}{\lambda_1 \sigma L_s} \Delta R_s \frac{d\hat{R}_s}{dt} = - \frac{2}{\sigma L_s} \Delta R_s \left( e_{ids} \hat{i}_{ds} - e_{iqs} \hat{i}_{qs} \right)$$

resultando em

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = -\lambda_1 \left( e_{ids} \hat{i}_{ds} - e_{iqs} \hat{i}_{qs} \right) \quad (3.16)$$

O esquema adaptativo para estimação da constante de tempo do rotor pode ser encontrado igualando-se o terceiro com o quinto termo da parcela à direita da equação (3.15), resultando em:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\tau_r} \right) = \frac{\lambda_2}{L_r} \left\{ e_{ids} (\psi_{dr} - L_m \hat{i}_{ds}) + e_{iqs} (\psi_{qr} - L_m \hat{i}_{qs}) \right\} \quad (3.17)$$

A equação (3.15) pode ser reescrita considerando-se (3.16) e (3.17):

$$\frac{dV}{dt} = \vec{e}^T \left[ (A + GC) + (A + GC)^T \right] \vec{e}$$

A estabilidade passa a ser garantida pela escolha de uma matriz  $G$  adequada. Se  $G$  for calculada de forma que  $V$  seja positiva definida e  $\frac{dV}{dt}$  seja negativa semi definida o observador adaptativo de Luenberger será estável. Integrando-se as equações (3.16) e (3.17) obtêm-se os valores estimados da resistência do estator e a constante de tempo rotórica. Esses valores estimados são realimentados no observador, como mostra a Figura (3.3) e a constante de tempo rotórica será utilizada para a sintonia do ganho de escorregamento.

Em [7] sugere-se uma modificação da equação (3.17) para que contenha apenas termos de eixo d, já que os termos de eixo q, principalmente a corrente  $I_{qs}$  que contém a informação de referência de torque, tornam a estimação da constante rotórica sensível à transitórios. Removendo-se as componentes do eixo q (eixo de torque) da equação (3.17) obtêm-se:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right) = \frac{\lambda_2}{L_r} \left\{ e_{ids} (\hat{\psi}_{dr} - L_m \hat{i}_{ds}) \right\} \quad (3.18)$$

A equação (3.18) em si já é bastante interessante pois simplifica a sua implementação por utilizar menos variáveis que, em uma plataforma utilizando inversor de frequência, são propensas a ruídos e *offsets*. Porém, durante os estudos de simulação e na parte experimental, os quais serão apresentados nos próximos capítulos, a equação (3.18) mostrou-se incapaz de estimar a constante rotórica corretamente devido à insensibilidade dos componentes de eixo d a uma situação onde os parâmetros de interesse ( $R_s$  e  $\tau_r$ ) são inicializados incorretamente. Então, propôs-se eliminar os termos de eixo d da equação (3.17) ficando:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right) = \frac{\lambda_2}{L_r} \left\{ e_{iqs} (\hat{\psi}_{qr} - L_m \hat{i}_{qs}) \right\} \quad (3.19)$$

A equação (3.19) mostrou-se eficaz na estimação da constante rotórica e sua forma reduzida (sem os termos de eixo d) torna-se mais simples de analisar pelos motivos já mencionados. A equação (3.19) será utilizada nos capítulos seguintes que tratam dos estudos de simulação e resultados experimentais. A



análise fasorial feita no item seguinte detalha mais sobre as equações (3.16) e (3.17).

Pelo equacionamento desenvolvido observa-se que tanto a matriz  $G$  quanto os esquemas adaptativos atuam de forma a diminuir o erro entre as correntes lidas e estimadas. Em [8], propõe-se inclusive anular o efeito de  $G$  (fazer  $K=1$ ) e deixar que somente os esquemas adaptativos das equações (3.16) e (3.17) forcem o erro das correntes a zero, o que de fato foi utilizado no presente trabalho.

A Figura (3.4) mostra um sistema de controle vetorial indireto com atualização da constante de tempo rotórica. Por simplicidade, as malhas de posição e velocidade foram omitidas.

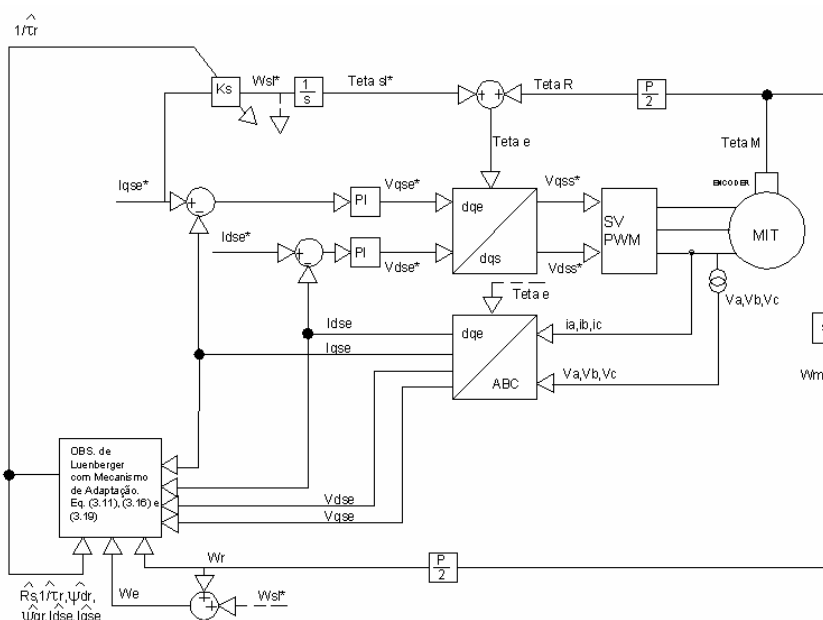


Figura 3.4 – Sistema de controle vetorial indireto com atualização da constante de tempo rotórica

O bloco do observador mostrado na Figura (3.4) é composto pelas equações (3.11), (3.16) e (3.19). As correntes e tensões que entram nesse bloco estão no referencial síncrono. Os capítulos que seguem tratam das simulações e implementações práticas desse esquema adaptativo aplicado a um sistema de controle de posição utilizando-se CVI.

### 3.7 ANÁLISE FASORIAL DO ESQUEMA DE ADAPTAÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA

A equação completa da estimação da constante de tempo rotórica é dada pela equação (3.17) e será repetida aqui:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right) = \frac{\lambda_2}{L_r} \left\{ e_{ids} (\hat{\psi}_{dr} - L_m \hat{i}_{ds}) + e_{iqs} (\hat{\psi}_{qr} - L_m \hat{i}_{qs}) \right\}$$

Essa equação pode ser reescrita como o produto interno de dois vetores:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{\tau}_r} \right) = \frac{\lambda_2}{L_r} \vec{e}_s \cdot (\hat{\psi}_r - L_m \hat{i}_s) \quad (3.19)$$

Explicitando a constante de tempo rotórica fica:

$$\frac{1}{\hat{\tau}_r} = \frac{\lambda_2}{L_r} \int U dt \quad (3.20)$$

$$U = \vec{e}_s \cdot (\hat{\psi}_r - L_m \hat{i}_s) \quad (3.21)$$

A equação (3.20) mostra que a constante de tempo rotórica é estimada através da ação integral aplicada ao produto interno entre um vetor erro de corrente de estator e um vetor erro de fluxo dos eixos d e q.

A análise fasorial do observador será feita de maneira semelhante ao capítulo 2, considerando-se novamente a situação em que  $\tau_r^*$  é menor que o valor real. Nesse caso,  $\omega_{sl}^*$  aumentará, o ângulo de fase do rotor aumenta, a corrente do rotor desloca-se no sentido horário e desalinha-se do eixo q. O fluxo do rotor ( $\hat{\psi}_r$ ) desloca-se do eixo d, mantendo a quadratura com a corrente do rotor e diminui em magnitude. As variáveis que sofreram variações devido ao valor errôneo de  $\tau_r^*$  são indicadas pelo sufixo “2”. A nova corrente de estator, por exemplo, é indicada por  $\hat{I}_{s2}$ .

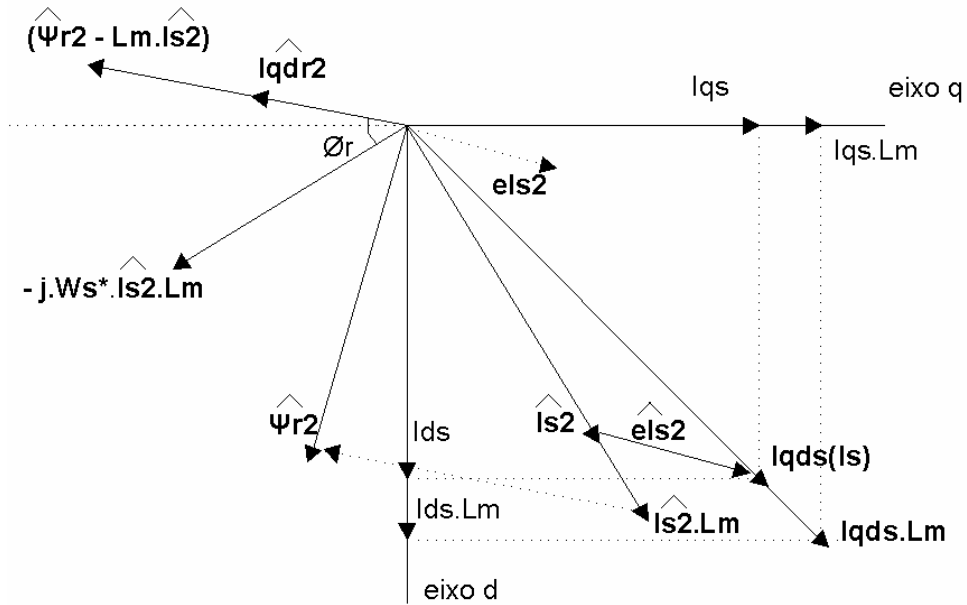


Figura 3.5 – Diagrama fasorial para análise da equação (3.17)

Como pode ser observado nessa figura, o vetor erro de corrente  $\hat{e}_{i_{s2}}$  está atrasado em relação ao fasor  $(\hat{\psi}_{r2} - L_m \hat{i}_{s2})$  de um ângulo superior a  $90^\circ$  [9], resultando em um erro  $U$  negativo, de acordo com o produto escalar da equação (3.21). Como consequência, a ação integral da equação (3.20) incrementa a constante de tempo do rotor (decrementa  $1/\hat{\tau}_r$ ), fazendo o erro do estimador igual a zero, quando  $\hat{\tau}_r$  se torna igual ao valor real.

A análise das equações (3.18) e (3.19) pode ser feita utilizando-se a Figura (3.5), mas agora com as projeções de  $\hat{\psi}_{r2}$  nos eixos d e q, da seguinte forma:



## 4 ESTUDOS DE SIMULAÇÃO

O sistema de controle de posição por controle vetorial indireto sintonizado por MRAC foi simulado para validação e verificação dos resultados antes e durante a implementação prática.

Utilizou-se o ambiente Matlab/Simulink para simulação e captura de resultados.

### 4.1 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O uso das equações do MIT no referencial d-q diminui a complexidade do modelo e o tempo de simulação. As equações dinâmicas no referencial estacionário mostradas a seguir foram implementadas no Simulink utilizando-se diagramas de bloco.

$$\frac{d\psi_{qs}^s}{dt} = v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s \quad (4.1)$$

$$\frac{d\psi_{ds}^s}{dt} = v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s \quad (4.2)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} = -R_r i_{qr}^s + \omega_r \psi_{dr}^s \quad (4.3)$$

$$\frac{d\psi_{dr}^s}{dt} = -R_r i_{dr}^s - \omega_r \psi_{qr}^s \quad (4.4)$$

$$i_{qs}^s = \psi_{qs}^s \frac{L_r}{L_x} - \psi_{qr}^s \frac{L_r}{L_x} \quad (4.5)$$

$$i_{ds}^s = \psi_{ds}^s \frac{L_r}{L_x} - \psi_{dr}^s \frac{L_r}{L_x} \quad (4.6)$$

$$i_{qr}^s = -\psi_{qs}^s \frac{L_m}{L_x} + \psi_{qr}^s \frac{L_s}{L_x} \quad (4.7)$$

$$i_{dr}^s = -\psi_{ds}^s \frac{L_m}{L_x} + \psi_{dr}^s \frac{L_s}{L_x} \quad (4.6)$$

onde

$$L_x = L_s L_r - L_m^2$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{qs}^s i_{ds}^s - \psi_{ds}^s i_{qs}^s) \quad (4.7)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l) \quad (4.8)$$

Os dados de placa do motor e parâmetros obtidos através de ensaios são mostrados na tabela a seguir e foram utilizados no arquivo de entrada de dados da simulação.

Tabela 4.1 – Dados do MIT

Potência	0.18 kW
Tensão	220/380 V
Corrente	1.14/0.66 A
Rotação	1710 rpm
Pólos	4
FP	0.64
Rendimento	65%
$R_s$	13.4842 $\Omega$
$R_r$	8.3566 $\Omega$
$L_s$	0.3817 H
$L_r$	0.3817 H
$L_m$	0.3506 H
Inércia	0.00056 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficiente de Atrito Viscoso	0.0005 N.m.sec
Torque Nominal	1 N.m

As equações do Observador de Luenberger e do esquema adaptativo foram implementados utilizando-se S-function, um recurso do Matlab que permite a utilização das equações diferenciais de forma direta. Esse recurso penaliza o tempo de simulação, mas a implementação dessas equações utilizando-se diagrama de blocos seria tediosa e sujeita a erros.

O arquivo do Matlab contendo a S-function com as equações (3.11), (3.16) e (3.19) pode ser visto no anexo A.

A Figura (4.1) mostra o diagrama de blocos do sistema de controle de posição completo e o esquema adaptativo utilizado na simulação.



O projeto dos controladores Proporcional e Proporcional-Integral das malhas de posição, velocidade e correntes são detalhados em [11]. Os saturadores foram considerados dentro dos controladores por simplicidade. A figura 4.1 difere em alguns pontos da planta real. O motor é representado pelas equações (4.1) à (4.6). A velocidade mecânica é obtida diretamente da equação (4.8) e obtém-se o ângulo mecânico do rotor através de uma integração enquanto que na planta real, mede-se primeiro o ângulo através de um encoder e deriva-se a velocidade, o que será detalhado no próximo capítulo.

A planta da Figura (4.1) foi simulada utilizando-se um passo de integração fixo de  $200 \mu\text{seg}$ , para torná-la mais fiel a planta real onde o DSP executa as rotinas nesse mesmo tempo de amostragem.

## 4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Durante a simulação, o motor foi acionado sob controle vetorial indireto mantido sintonizado e o observador foi inicializado com valores incorretos de  $R_s$  e  $1/\tau_r$  para validação da premissa de que o observador deve seguir a planta de referência, pela teoria de MRAC. A matriz G foi anulada na equação (3.11) para verificar se o observador seguiria a planta de fato, somente pelos esquemas adaptativos das equações (3.16) e (3.19). A planta foi submetida a uma referência intermitente de posição de  $\pi/2$  a  $3\pi/2$  radianos, em intervalos de 1 seg, sob carga composta por uma barra acoplada ao eixo do motor, simulando uma situação severa de controle de posição já que nestas posições o torque de carga é máximo pois é descrito pela seguinte equação:

$$T_l = \frac{1}{2} mgl \sin \theta \quad (4.9)$$

A Figura (4.2) ilustra a condição de operação do motor:



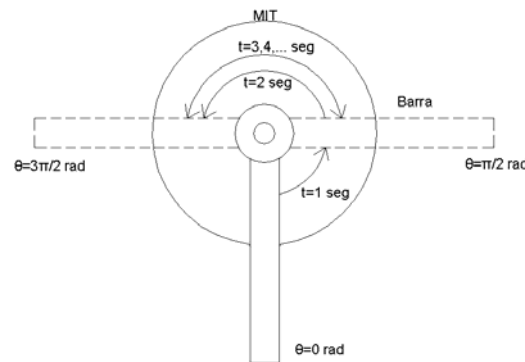


Figura (4.2) – Motor de indução em controle de posição com carga

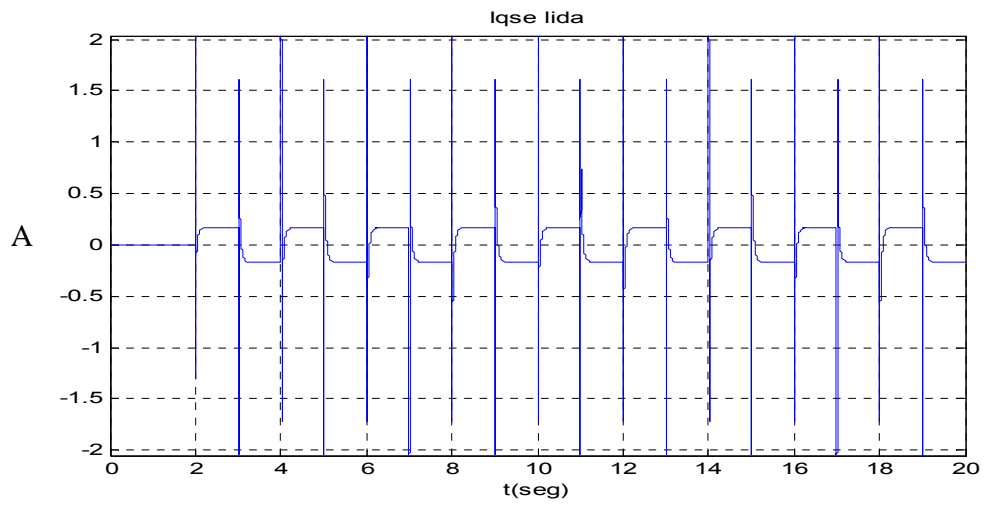
Na primeira parte da simulação, os valores a serem estimados,  $R_s$  e  $\tau_r$ , foram inicializados em 1.5 PU.

Na segunda parte,  $R_s$  e  $\tau_r$  foram inicializados em 0.5 PU.

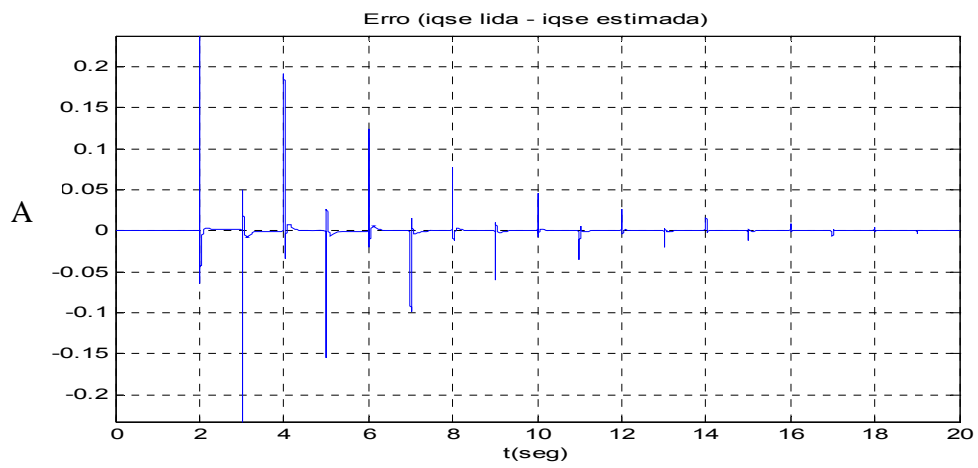
#### 4.2.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – ESTIMAÇÃO SIMULTÂNEA DE $R_s$ E $1/\tau_r$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU

Configurações:

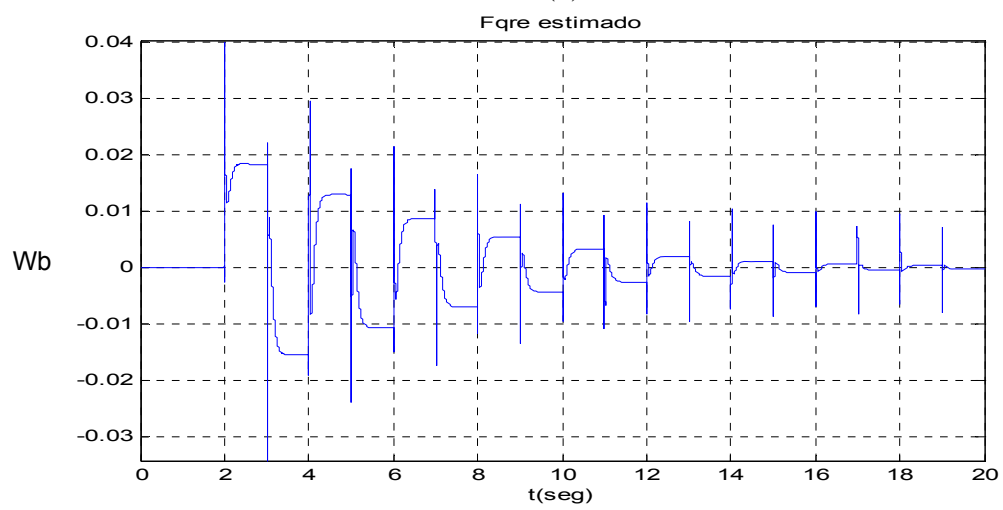
- $1/\tau_r(0) = 32.8397 \text{ } \Omega / H \text{ (1.5 PU)}$
- $R_s(0) = 20.2263 \text{ } \Omega \text{ (1.5 PU)}$
- $K=1$  (Matriz  $G = 0$ )
- Estimação de  $1/\tau_r$ : equação (3.19)
- Estimação de  $R_s$ : equação (3.16)
- $\lambda_1 = 15 \text{ } \Omega / (\text{seg} \cdot A^2)$
- $\lambda_2 = 400 \text{ } \Omega / (\text{seg} \cdot A^2)$



(a)



(b)



(c)

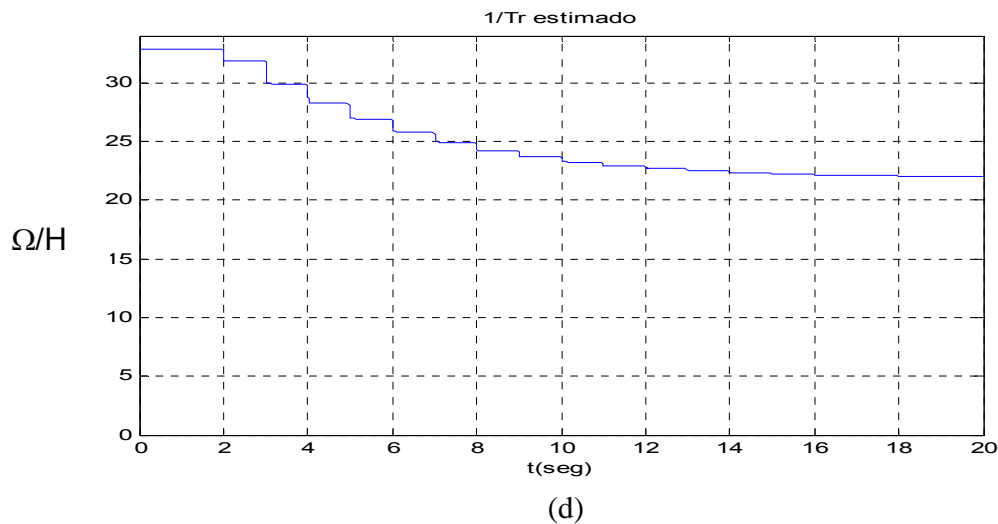


Figura (4.3) – (a) Corrente lida de eixo q do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo q. (d)  $\hat{1}/\tau_r$

Pela Figura (4.3), em (a), observa-se que a corrente de eixo q do estator comanda o torque quando uma nova referência de posição é aplicada, de 1 em 1 segundo, a partir do instante  $t = 2$  s. A Figura 4.4 ilustra com mais detalhes a corrente estatórica de eixo q, onde se observa a saturação no valor de 2 A, limitada pelo saturador da malha de corrente.

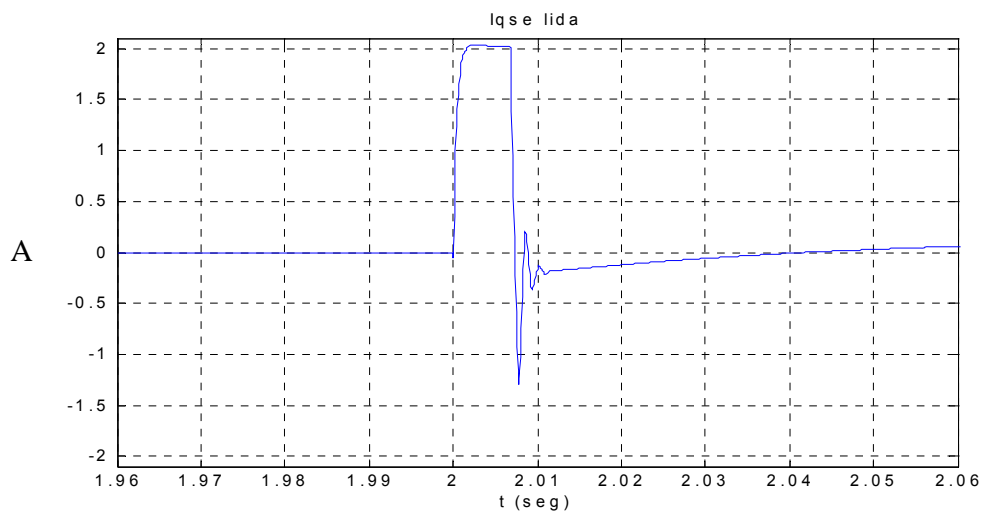
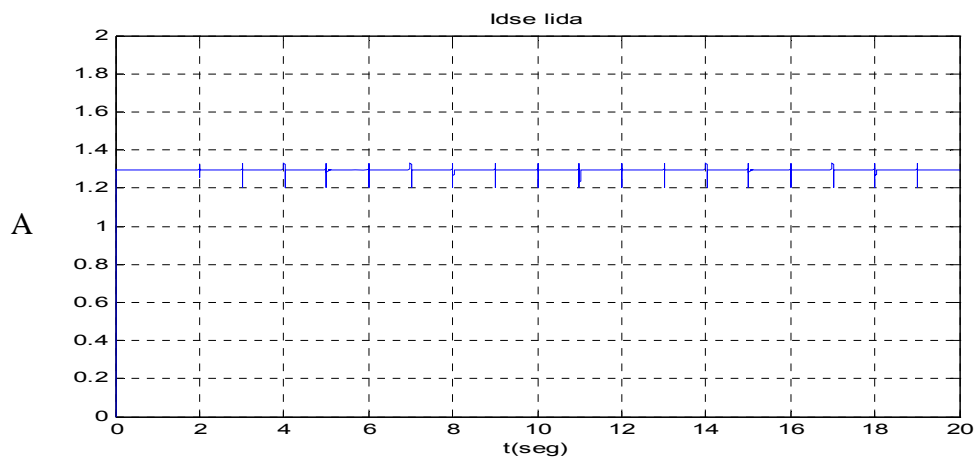


Figura (4.4) – Corrente lida de eixo q do estator (ampliada)

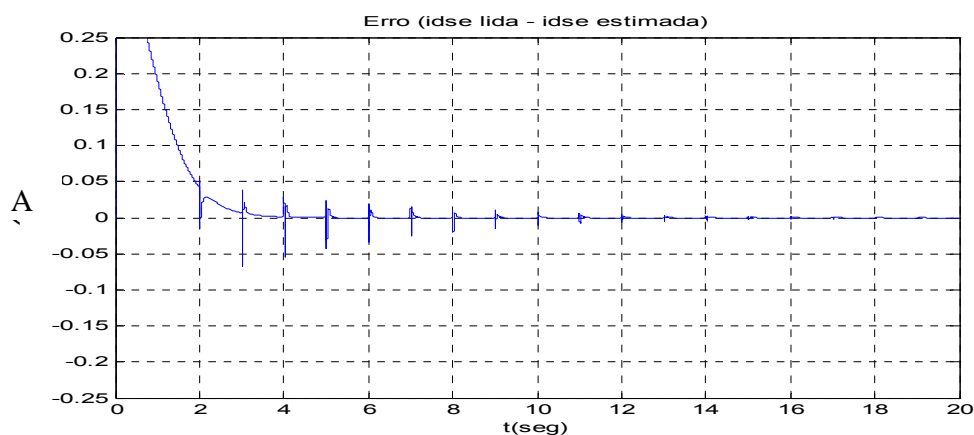
O erro entre as correntes de eixo q de estator real (lida) e a estimada pelo observador tende a zero, em (b), nos transitórios de posição quando a estimativa do inverso da constante de tempo rotórica se aproxima do valor correto,

de  $21.89 \Omega/H$ , em (d). O fluxo rotórico estimado, em (c), também se aproxima de zero, valor desejado para um perfeito desacoplamento em um controle vetorial.

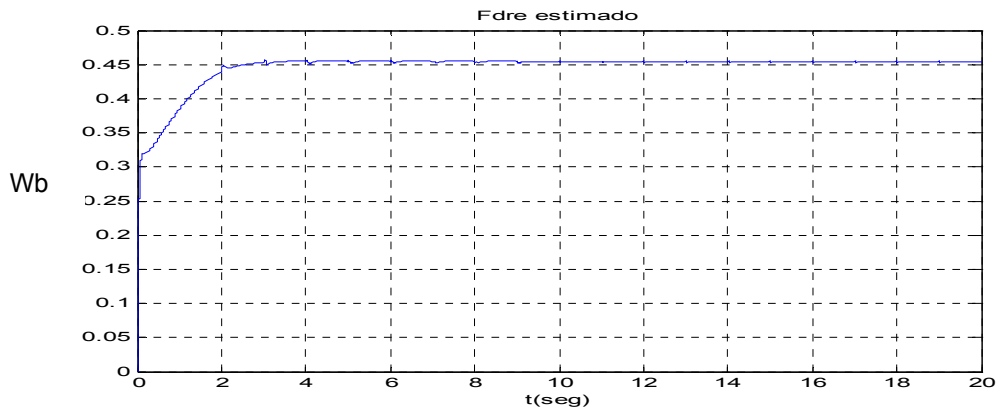
Pelos resultados mostrados, a convergência na estimação de  $1/\tau_r$  mostrou-se lenta e houve variação em seu valor somente nos transitórios de posição, isto é, quando houve uma variação expressiva na corrente de eixo q, resultando no erro visto em (b), reafirmando a sensibilidade da estimação da constante de tempo rotórica em relação aos termos de eixo q, investigada no final do capítulo 3, que levou à simplificação da equação (3.17) para a equação (3.19). Esse comportamento lento observado na estimação de  $1/\tau_r$  motivou o uso de um valor grande para  $\lambda_2$ , num patamar de  $400 \Omega/(\text{seg} \cdot A^2)$ . O restante das variáveis de interesse dessa simulação é mostrado a seguir:



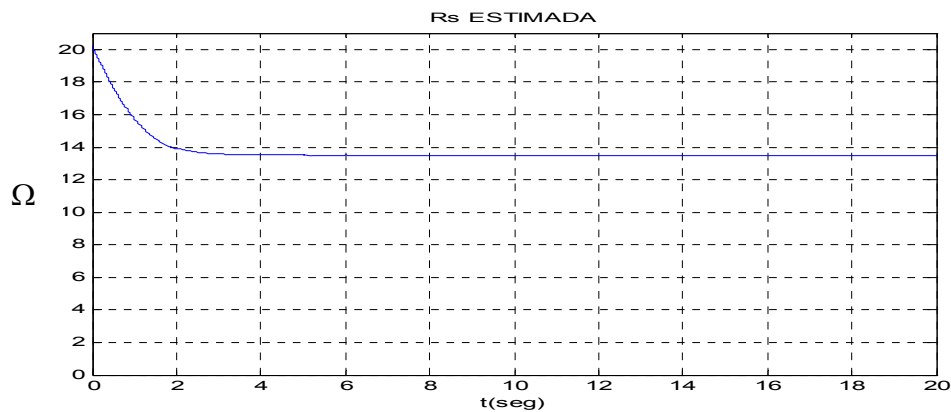
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura (4.5) - (a) Corrente lida de eixo d do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo d. (d) Resistência de estator estimada.

Observa-se na Figura (4.5) em (a) que a corrente de estator de eixo d, responsável pela magnetização da máquina, mantém-se em torno de seu valor nominal, de aproximadamente 1,3 A, apresentando pequenas variações quando há mudança na referência de posição. Em (b), observa-se que o erro entre as correntes de eixo d de estator real e estimada diminui nos transitórios de posição à medida que a constante de tempo rotórica converge para seu valor correto, na Figura (4.3) – (d), porém, esse erro possui amplitude bem menor do que aquele das correntes de eixo q, em (b) na Figura (4.3). Somado a isso, em (c), o fluxo rotórico estimado de eixo d, após um transitório entre  $t=0$  à 2 seg, manteve-se praticamente constante em torno de seu valor nominal, 0,45 Wb, mesmo enquanto a constante rotórica estimada ainda estava em seu valor incorreto (1,5 PU) em  $t =$

2 s, o que reafirma a insensibilidade dessa componente de fluxo e do erro das correntes em (b) na estimativa de  $\tau_r$ , investigada no final do capítulo 3 e que levou à eliminação dos termos de eixo d na equação (3.17) resultando na equação (3.19).

Também em (c), porém, observa-se que o fluxo rotórico e a corrente estimada de eixo d, caracterizada pelo erro em (b), são sensíveis ao valor da estimativa de  $R_s$ , em (d), apresentando o transitório já mencionado, entre  $t = 0$  à 2s. Isso pode ser explicado com auxílio do circuito da Figura (2.1).

No circuito de eixo d da Figura (2.1), a parcela de força contra-eletromotriz  $\omega_e \psi_{qs}$  é pequena, tornando a corrente  $i_{ds}^e$  e conseqüentemente o fluxo  $\psi_{dr}$  fortemente dependente de  $R_s$ , fato ilustrado na Figura (4.4) - (c) e (b). Já no circuito de eixo q, o termo  $\omega_e \psi_{ds}$  apresenta um valor considerável, tornando a corrente  $i_{qs}^e$  pouco sensível à variação de  $R_s$ , fato ilustrado na Figura (4.3) - (c) e (b). Esse comportamento sugere a redução da equação (3.16) para:

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = -\lambda_1 \left( e_{ids} \hat{i}_{ds} \right) \quad (4.10)$$

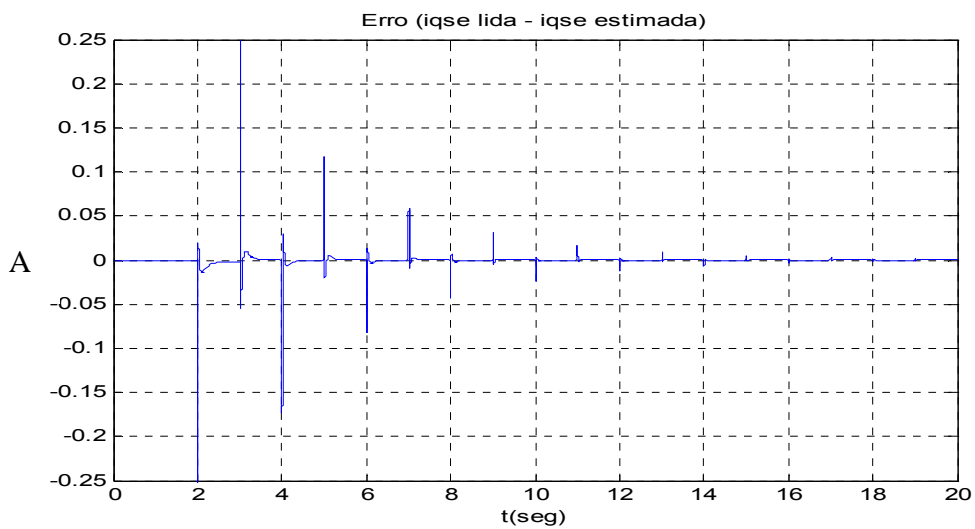
Verificou-se através de simulações não mostradas aqui que, de fato, o uso da equação (4.10), isto é, a ausência dos termos de eixo q na equação (3.16), não prejudicou a estimação de  $R_s$ . Além disso, o uso da equação (4.10) foi bastante conveniente na implementação experimental no DSP, pois apresenta menos variáveis suscetíveis a erros de *offset*, assunto discutido no próximo capítulo. De qualquer forma, nos próximos resultados de simulação, manteve-se a forma completa dada pela equação (3.16).

Concluindo, a estimativa de  $R_s$  em (d) mostrou-se rápida, convergindo para o valor nominal de  $13.48 \Omega$  em pouco mais de 2 seg, numa situação onde ainda não havia carga no motor já que a referência de posição só começa a ser aplicada em  $t=2$  seg. Esse comportamento observado na estimação da resistência de estator motivou a diminuição da constante  $\lambda_1$  a um patamar de  $15 \Omega/(s.A^2)$ .

#### 4.2.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – ESTIMAÇÃO SIMULTÂNEA DE $R_s$ E $1/\tau_r$ INICIALIZADOS EM 0.5 PU

Configurações:

- $\hat{1/\tau_r}(0) = 10.94 \text{ } \Omega/H \text{ (0.5 PU)}$
- $\hat{R_s}(0) = 6.74 \text{ } \Omega \text{ (0.5 PU)}$
- $K=1$  (Matriz  $G = 0$ )
- Estimação de  $\hat{1/\tau_r}$  : equação (3.19)
- Estimação de  $\hat{R_s}$  : equação (3.16)
- $\lambda_1 = 15 \text{ } \Omega/(\text{seg.A}^2)$
- $\lambda_2 = 400 \text{ } \Omega/(\text{seg.A}^2)$



(a)

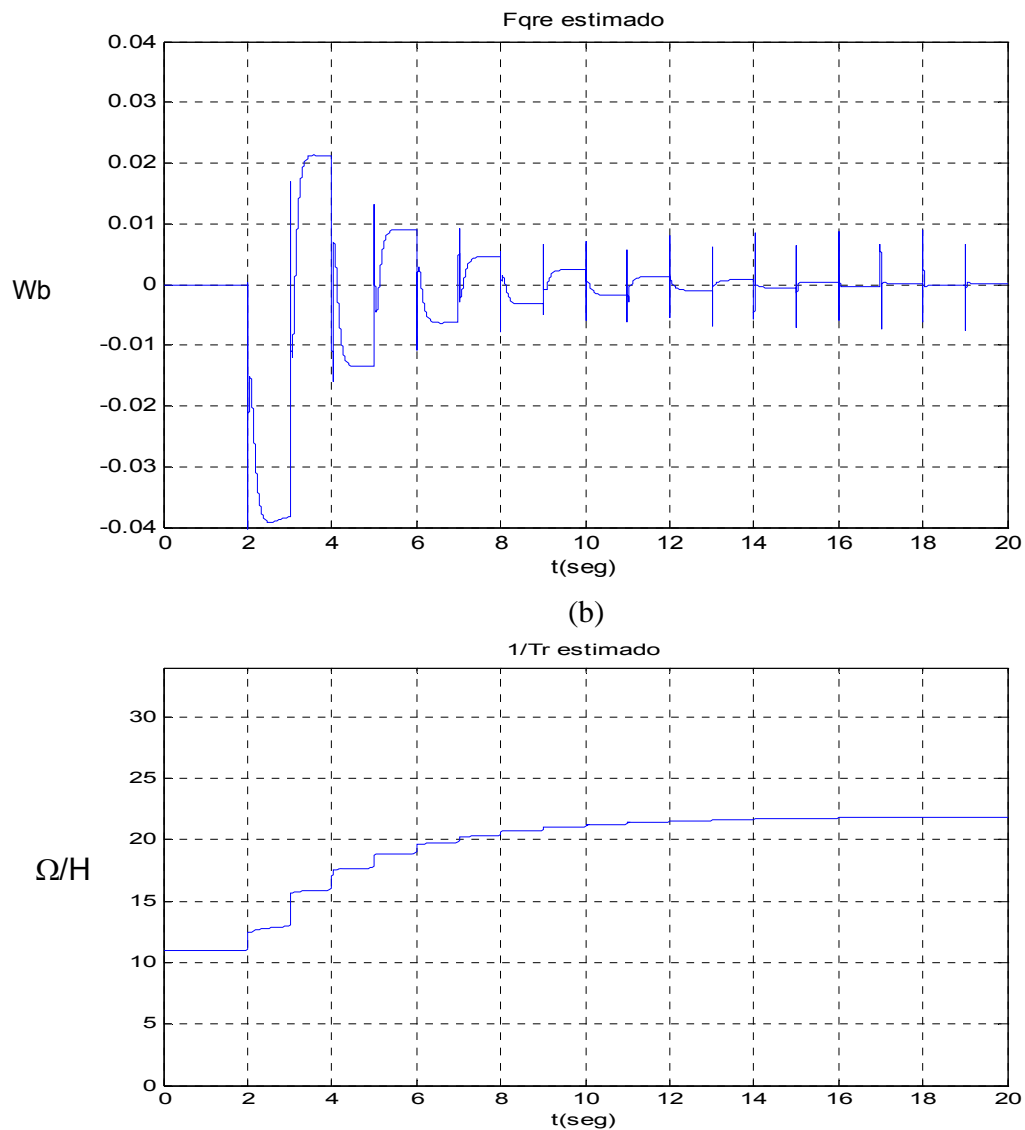
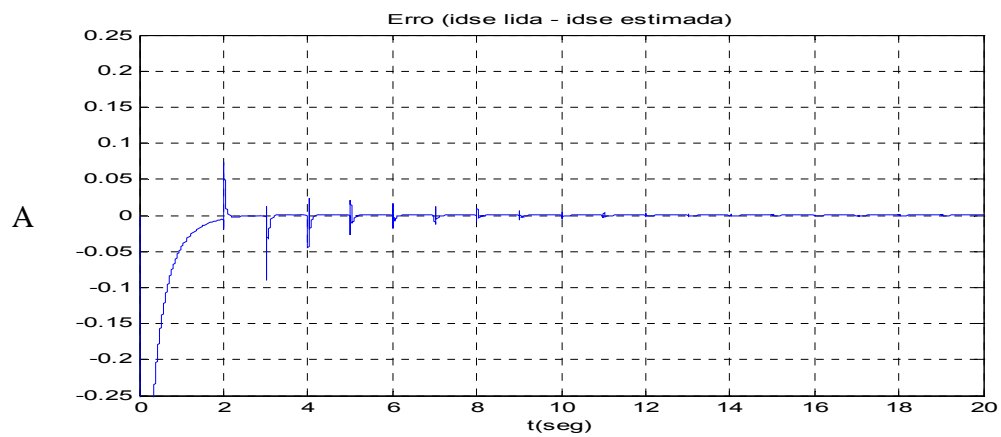


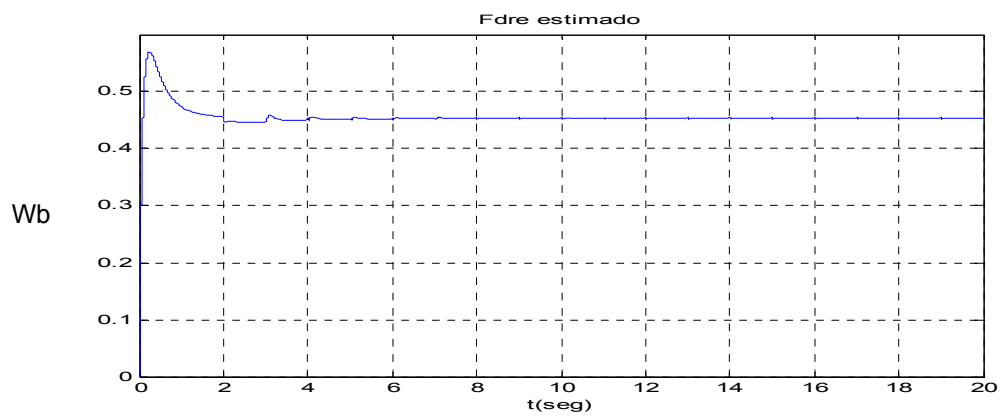
Figura (4.6) – (a) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (b) Fluxo rotórico estimado de eixo q. (c)  $1/\tau_r$

Na Figura (4.6) – (c) observa-se  $1/\tau_r$  convergindo para o valor correto ( $21.89 \Omega/H$ ) e em (a) e (b), o erro entre as correntes lida e estimada de eixo d e o fluxo rotórico de eixo q, convergem para um valor em torno de zero. A variável não plotada  $I_{qse}$  lida é idêntica àquela da Figura (4.3)-(a). O restante das variáveis de interesse obtidas nessa simulação seguem aqui:

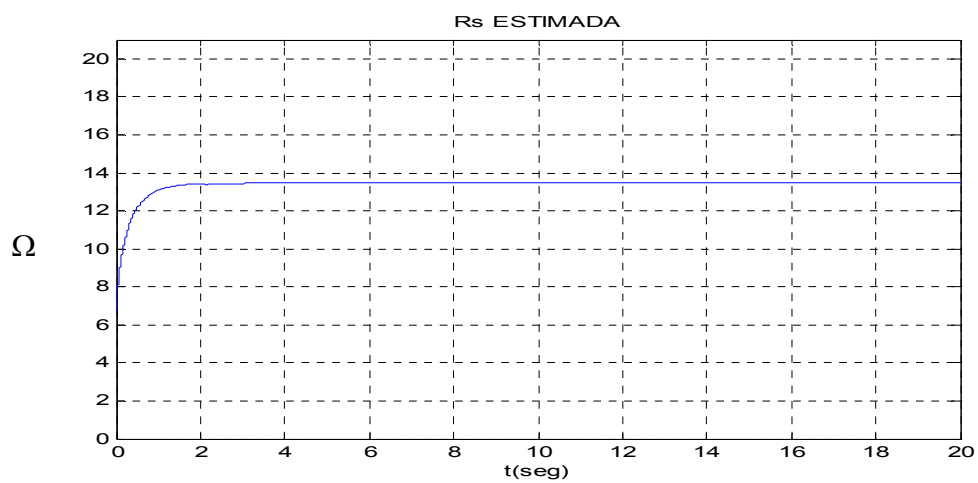




(a)



(b)



(c)

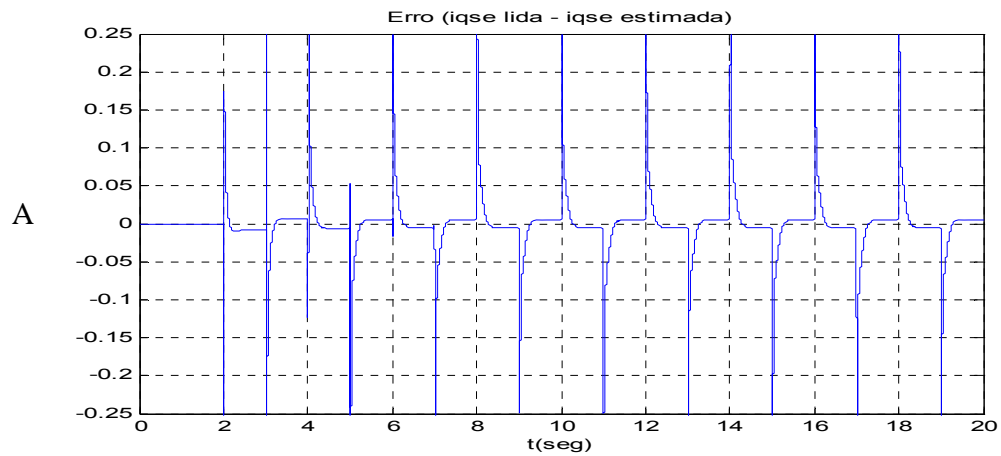
Figura (4.7) - (a) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator. (b) Fluxo rotórico estimado de eixo d. (c) Resistência de estator estimada.

Na Figura (4.7) – (c) observa-se novamente a rápida convergência de  $\hat{R}_s$ , mesmo sem carga. Em (b), observa-se que a corrente  $I_{dse}$  estimada parte de um valor maior que o real, já que o erro começa negativo e depois tende a zero. Esse comportamento já era esperado, pelos motivos citados nos parágrafos anteriores e pela Figura (2.1). O fluxo rotórico estimado de eixo d sofre um transitório que o leva a um patamar mais alto que o valor nominal, de 0,45 Wb, até convergir para o valor correto.

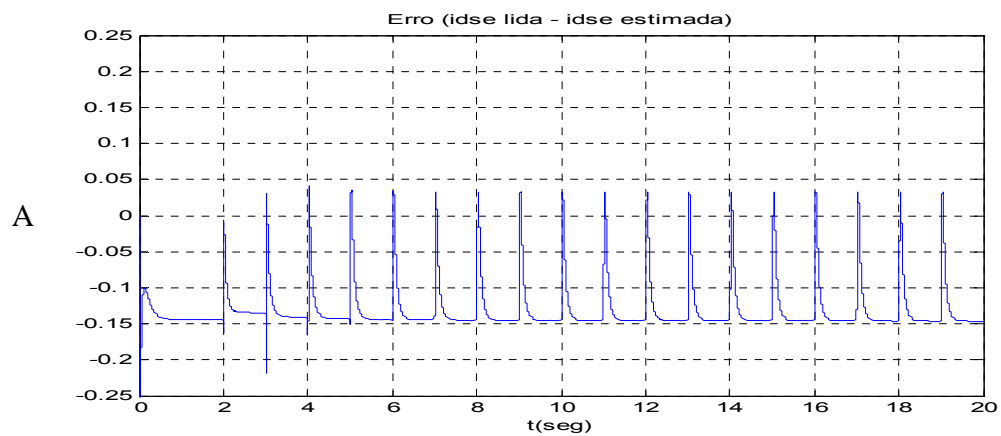
Durante a validação dos resultados na simulação e na execução da parte experimental, cogitou-se a utilização do observador sem que o valor da resistência de estator fosse estimado, sendo então inicializado em um valor presumido correto. Essa simplificação foi de fato utilizada para análise isolada da estimação de  $1/\tau_r$ , variável explicitamente crítica na correta sintonia do controle vetorial indireto, pela equação (2.13). Os próximos resultados mostram que, fixando-se  $\hat{R}_s$  em um valor 10% menor que o presumido correto, pode levar a uma estimativa incorreta da constante de tempo rotórica, o que desencorajou o uso de tal simplificação.

Configurações:

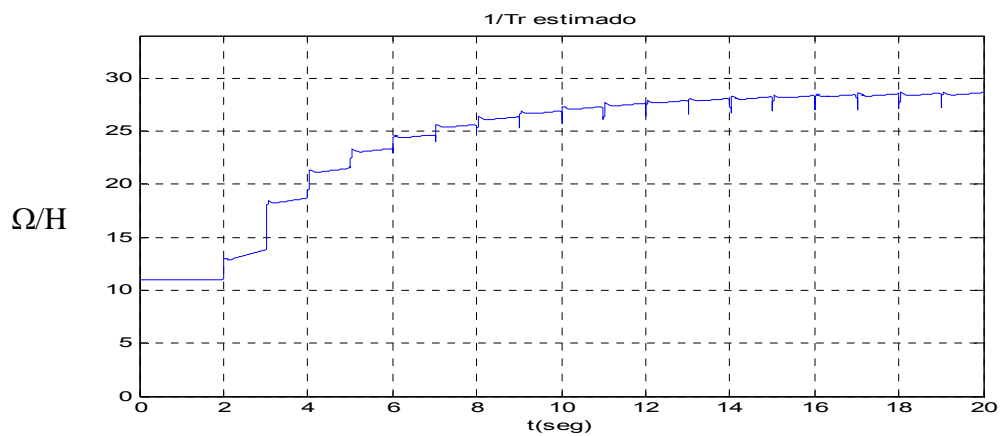
- $\hat{1/\tau_r}(0) = 10.94 \text{ } \Omega/H \text{ (0.5 PU)}$
- $\hat{R}_s(0) = 12.13 \text{ } \Omega \text{ (0.9 PU)}$
- $K=1$  (Matriz  $G = 0$ )
- Estimação de  $\hat{1/\tau_r}$  : equação (3.19)
- Estimação de  $\hat{R}_s$  : não há
- $\lambda_1$  é irrelevante nesse caso
- $\lambda_2 = 400 \text{ } \Omega/(\text{s.A}^2)$



(a)



(b)



(c)

Figura (4.8) – (a) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator (c)  $\hat{1/\tau_r}$

A Figura (4.8) mostra que, para  $\hat{R}_s$  inicializado com um erro de apenas – 10% e não atualizado pelo esquema adaptativo da equação (3.16), houve a convergência de  $\hat{I}/\tau_r$  para um valor 31% maior que o correto. Observa-se também em (b) e (c) que os erros entre correntes lidas e estimadas não mais convergem para zero. Esse resultado mostra que, apesar de a resistência de estator não ser explicitamente utilizado no controle vetorial indireto, seu valor correto é fundamental para o funcionamento do observador em questão e, conseqüentemente, para a sintonia do ganho de escorregamento.

## 5 IMPLEMENTAÇÃO EM LABORATÓRIO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema de controle de posição por controle vetorial indireto sintonizado por MRAC foi implementado em laboratório numa plataforma já existente constituído por um inversor e uma placa de avaliação da Texas, contendo um DSP específico para aplicações em servoconversores, modelo TMS320F240 de ponto fixo e 16 bits de resolução. O presente trabalho utilizou uma rotina pré-existente de [11] para controle de posição, em linguagem assembly específica para o DSP em questão. Foram feitas modificações na rotina original e incluiu-se a rotina contendo o observador de Luenberger. A Figura (5.1) ilustra o hardware utilizado no presente trabalho.

O inversor de frequência é composto por 3 módulos contendo 2 IGBTs de 50 A e 1200V cada.

Os sinais de chaveamento PWM produzidos pelo DSP são enviados para os circuitos de acionamento dos IGBTs, constituídos por 3 “Gate-Drivers”, cada um acionando um módulo (braço) de IGBTs.

O barramento CC do inversor é alimentado diretamente por uma fonte-cc ajustável de 300V, 15 A.

Os circuitos de medição são compostos por sensores de efeito Hall sendo 2 para medição de tensões e 2 para medição de correntes. Os sinais medidos pelos sensores são enviados para o DSP através de um circuito de interface com filtragem para o correto processamento no DSP.

Um motor de indução trifásico, cujos dados de placa foram apresentados no capítulo 4 – tabela 4.1, possui um encoder acoplado ao seu eixo, para fechamento das malhas de posição e corrente. O detalhamento do DSP e das rotinas de controle serão apresentados nos próximos itens.

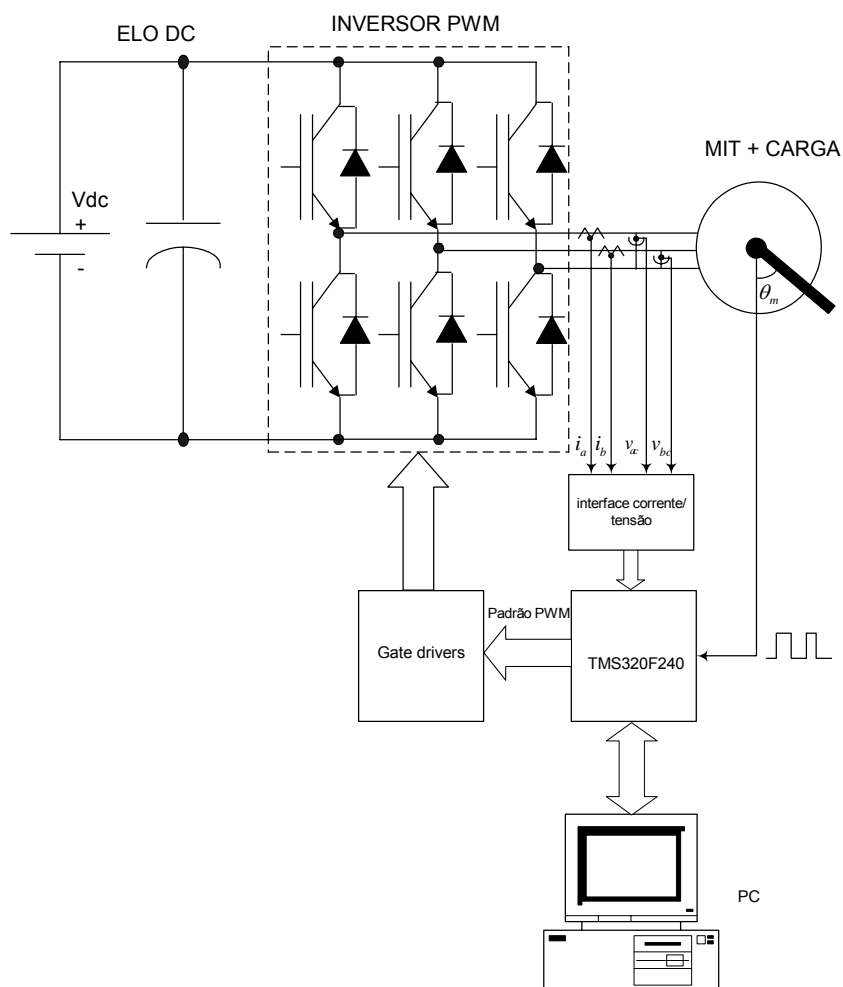


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do hardware do servoacionamento

## 5.1 FLUXOGRAMA DE CONTROLE E DIAGRAMA DE BLOCOS

A rotina de controle do servoacionamento com sintonia do ganho de escorregamento é executada a cada  $200\mu s$ , onde as sub-rotinas são executadas de acordo com o fluxograma mostrado na Figura (5.2).

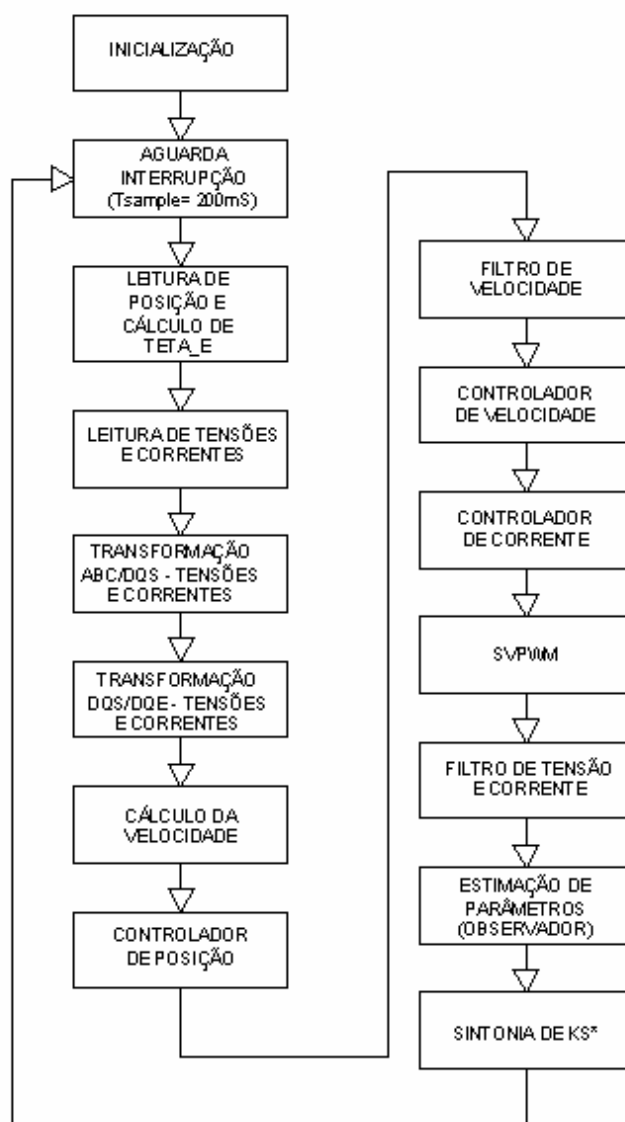


Figura 5.2 – Fluxograma da rotina de controle

Nesse fluxograma vê-se que primeiro faz-se as medições da posição rotórica, tensões e correntes. Em seguida faz-se as transformações de correntes e tensões para o referencial estacionário e em seguida para o referencial síncrono. Calcula-se a velocidade e só então se executa o controle das malhas de posição, velocidade e corrente. O observador é executado no final do fluxograma, logo após a filtragem das correntes e tensões da máquina no referencial síncrono. A velocidade elétrica do rotor,  $\omega_r$ , é filtrada antes de ser utilizada na malha de velocidade e no observador. A Figura (5.3) ilustra o diagrama de blocos do servoacionamento utilizado.





A Figura (5.3) apresenta algumas diferenças em relação à Figura (4.1). Agora, a posição rotórica é medida diretamente através de um encoder e a velocidade é obtida derivando-se a posição rotórica no tempo. Observa-se também que todas as variáveis lidas ( $I_{qds}^e$ ,  $V_{qds}^e$  e  $\omega_r$ ) são filtradas antes de alimentar o observador. Os filtros passa-baixa utilizados possuem a mesma frequência de corte de 500Hz. A rotina completa do servoacionamento com sintonia de ganho de escorregamento se encontra no ANEXO D. Os próximos itens detalharão as principais sub-rotinas e o *hardware* associado a elas.

## 5.2 DETALHAMENTO – PRINCIPAIS SUB-ROTINAS DE CONTROLE E HARDWARE

Na Figura (5.3) vê-se que o observador recebe informações de correntes, tensões e velocidade. Neste item será feita uma abordagem sobre as rotinas responsáveis pela aquisição e processamento destas variáveis. A rotina de leitura de posição também será abordada, já que é fundamental para o cálculo de velocidade.

### 5.2.1 LEITURA DE POSIÇÃO

O DSP utilizado possui um módulo específico para leitura de pulsos de encoder em quadratura (módulo QEP). O encoder utilizado apresenta 1024 pulsos por revolução em cada um de seus dois canais em quadratura ligados aos pinos QEP1 e QEP2 do DSP. O módulo QEP no caso atual foi configurado para capturar bordas de subida e descida dos pulsos dos canais do encoder, o que resulta num total de 4096 pulsos por revolução do rotor. O registrador T3CNT foi configurado para ser incrementado a cada um desses pulsos, independente do tempo de execução da rotina principal.

Na rotina TETA.E.asm lê-se o registrador T3CNT para obter-se a informação da posição do rotor (variável “tetar”), somá-la ao ângulo de escorregamento e finalmente obter a variável “tetae” para geração dos vetores

unitários. A informação da posição do rotor também é utilizada no controle da malha de posição (PPOS.asm) e no cálculo da velocidade (ESTVEL.asm).

### 5.2.2 LEITURA DE TENSÕES E CORRENTES

A leitura de tensões e correntes é feita através do conversor A/D do DSP e processada na rotina CONVAD.asm. Lêem-se as tensões de linha  $V_{ac}, V_{cb}$ , correntes de linha  $I_a, I_b$  e deriva-se  $I_c$ .

Os *offsets* são eliminados por *software* e seus valores são obtidos capturando-se tensões e correntes em um experimento com a parte de potência desligada, num intervalo de 0,5 seg. Observou-se que os *offsets* variam muito com a temperatura, principalmente os das correntes, sendo necessário capturá-los e eliminá-los antes de qualquer teste experimental sensível à medição de tensões e correntes, como é o caso do observador, da Figura 5.3.

Depois da leitura e eliminação de *offsets*, as variáveis lidas sofrerão as transformações de mudança de referencial (ABC2DQS.asm e DQS2DQE.asm) e serão utilizadas para o fechamento das malhas de corrente e, após a filtragem, excitarão o observador, de acordo com a Figura 5.3.

### 5.2.3 CÁLCULO DA VELOCIDADE

A rotina de cálculo da velocidade (ESTMAV.asm) utiliza a variação da posição rotórica e de tempo para obter a velocidade rotórica. A variação da posição rotórica é obtida através de leituras consecutivas do registrador T3CNT (comentado no item (5.2.1)) separadas por um intervalo de tempo de aproximadamente 2ms, valor 10 vezes superior ao tempo de amostragem padrão de 200 $\mu$ seg. A variação do tempo é obtida através de leituras consecutivas do registrador T2CNT (também em intervalos de aprox. 2ms), configurado para ser incrementado por uma frequência fixa, submúltipla da frequência do DSP, em torno de 156KHz (*Pre-scaler* de 1/128 aplicado ao clock de 20MHz do DSP).

A velocidade obtida é filtrada e utilizada na malha de velocidade e no observador, de acordo com a Figura 5.3. A Figura (5.4) apresenta um resultado experimental mostrando a velocidade rotórica filtrada, para uma referência de posição intermitente com carga no eixo do motor, similar àquela apresentada no

capítulo 4. Observa-se que o sinal é um pouco ruidoso em velocidades baixas, problema inerente a este método de estimação, já que um deslocamento muito lento do eixo pode ser interpretado como nulo pela rotina. Esse problema foi minimizado justamente pela adoção do tempo de 2ms entre capturas de posição rotórica e tempo.

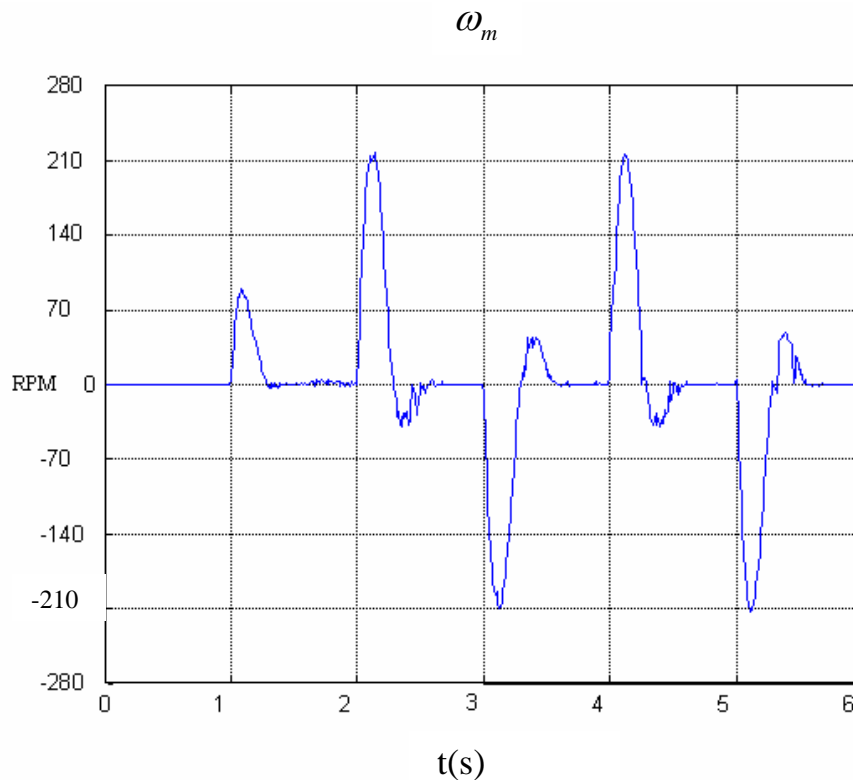


Figura 5.4 – Velocidade rotórica para uma carga intermitente

A rotina de estimação de velocidade apresentada é capaz de detectar 1/4096 revolução que, num tempo de amostragem de 500Hz (2ms), representa uma velocidade mínima detectável [13] de aproximadamente 7 rpm. Esse valor pode ser otimizado aumentando-se o tempo de amostragem. Porém, quanto maior o tempo de amostragem maior o atraso entre as estimativas de velocidade.

### 5.3 ESCALAS

O DSP utilizado processa dados de 16 bits e o maior número sinalizado vale  $32767_{10}$  bits. Definido o valor máximo  $X_{\max}$  que uma variável pode atingir, a escala inerente a essa variável será dada por:

$$\alpha_x = \frac{32767_{10}}{X_{\max}} \quad (5.1)$$

A escala calculada terá a unidade de bits/(unidade de X). Uma vez definidas as escalas primárias de um sistema, as escalas derivadas serão dadas por:

$$\alpha_z = 32767_{10} \cdot \frac{\alpha_x}{\alpha_y} \quad (5.2)$$

onde  $\alpha_x$  e  $\alpha_y$  são escalas das variáveis X e Y respectivamente e a grandeza Z é dada por  $Z = \frac{X}{Y}$ . Para uma grandeza Z dada por  $Z = X.Y$ , a escala de Z fica:

$$\alpha_z = \frac{\alpha_x \cdot \alpha_y}{32767_{10}} \quad (5.3)$$

Adições e subtrações devem ser feitas obrigatoriamente por grandezas na mesma escala. Na Figura (5.3), por exemplo, observa-se que o ângulo “tetae” é gerado pela soma de “tetasl” e de “tetar”. A escala primária de tetar é dada por  $\frac{4096_{10}}{2.2.\pi} = 326.11 \frac{\text{bits}}{\text{rad.elet.}}$ , valor inerente ao encoder utilizado. Tetasl apresenta uma escala derivada de  $5215 \frac{\text{bits}}{\text{rad.elet.}}$ . Nesse caso, deve-se compatibilizar as escalas via *software* para que a soma esteja correta. No caso do presente trabalho, a variável tetar foi multiplicada por 16 em TETA.E.asm.

A derivação de escalas se torna mais complexa quando implementa-se em *software* equações maiores tais como as equações (3.11), (3.16) e (3.17). Nesse caso, todas as constantes envolvidas ( $b_1$ ,  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  entre outras) precisam

respeitar as escalas primárias que as originaram. A derivação de escalas foi feita através de uma rotina do Matlab e pode ser vista no ANEXO C.

As escalas primárias do observador utilizado no presente trabalho são:

- Escala de corrente (bits/A)
- Escala de tensão (bits/V)
- Escala de velocidade angular elétrica ( $\frac{bits}{(rad / s).elet.}$ )

A obtenção das escalas primárias foi feita através de experimentos que serão detalhados no próximo item.

### 5.3.1 ESCALAS PRIMÁRIAS E DERIVADAS

A escala de tensão foi obtida aplicando-se uma tensão contínua com valor bem definido diretamente ao circuito de medição de tensão contendo os sensores de efeito Hall. Executou-se a rotina principal do DSP e armazenou-se os valores em bits (vac e vcb) resultantes da conversão A/D do DSP em um intervalo de 0.5 seg. Calculou-se a média dos valores obtidos e obteve-se a escala de tensão através da seguinte equação:

$$\alpha_v = \frac{\text{valor lido (bits)}}{\text{valor aplicado (volts)}} \quad (5.4)$$

A escala de corrente foi obtida de maneira similar, alimentando-se o circuito de medição com uma corrente contínua conhecida e armazenando-se os valores em bits (ia e ib) resultantes da conversão A/D do DSP. Calculou-se a média dos valores obtidos e obteve-se a escala de tensão através da seguinte equação:

$$\alpha_i = \frac{\text{valor lido (bits)}}{\text{valor aplicado (A)}} \quad (5.5)$$

A escala de velocidade angular elétrica é primária no universo do observador, mas é derivada a partir da escala de teta mecânico (inerente ao *encoder*) e de tempo (definida pela frequência de incremento de T2CNT, detalhada no item 5.2.3) e é dada por:

$$\alpha_{We} = \frac{\alpha_{Tetam}}{\alpha_{Tempo}} \cdot \frac{1}{2} \quad (5.6)$$

onde o fator  $\frac{1}{2}$  é devido à conversão da frequência mecânica para elétrica, para um motor de 4 pólos.

De posse dessas escalas, todas as outras são derivadas na já mencionada rotina do matlab no ANEXO C.

A tabela a seguir contém os valores de escala relevantes para o observador de Luenberger:

Tabela 5.1 – Escalas utilizadas na implementação do observador

VARIÁVEL	ESCALA
CORRENTE	18898 BITS/A
TENSÃO	90.46 BITS/V
FREQUÊNCIA ANGULAR ELÉTRICA	68.35 BITS/(Rad.Elétricos./s)
IMPEDÂNCIA	156.84 BITS/ $\Omega$
FLUXO	4337BITS/Wb
TEMPO	$15.709 \cdot 10^6$ BITS/s
INDUTÂNCIA	75194 BITS/H
INVERSO DA CONSTANTE DE TEMPO DO ROTOR	68.35 BITS/( $\Omega$ /H)
LÂMBIDA 1	0.9836 BITS/( $\Omega$ /A <sup>2</sup> .s)
LÂMBIDA 2	0.4286 BITS/( $\Omega$ /A <sup>2</sup> .s)

Na rotina contida no ANEXO C, também são derivadas todas as constantes e parâmetros do motor (em bits) assumidos constantes e utilizados na equação (3.11), utilizando-se os valores contidos na Tabela 5.1.

#### 5.4 IMPLEMENTAÇÃO DISCRETIZADA DO OBSERVADOR DE LUENBERGER

A implementação discretizada das equações (3.11), (3.19) e (4.10) foi feita em assembly específico para o DSP TMS320C240 e consiste basicamente numa sequência de soma de produtos com integração pela regra do retângulo [14].

A equação (3.11) na forma discreta e expandida pode ser melhor visualizada no arquivo para teste implementado em Matlab contido no ANEXO B, cujo fluxograma é apresentado na Figura (5.5).

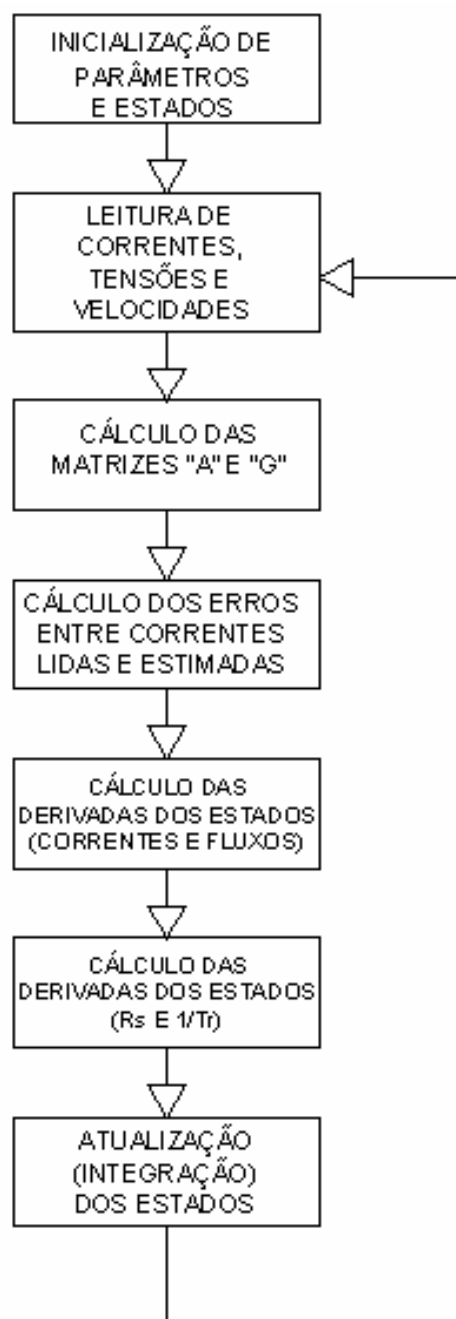


Figura 5.5 – Fluxograma do MRAC discretizado

A versão em assembly do Observador (OBSLUEN.asm) encontra-se também no ANEXO D e funciona de forma similar à Figura (5.5), sendo a inicialização de parâmetros e estados executada na rotina principal MAIN.asm e as leituras de correntes e tensões executadas em CONVAD.asm.

## 5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos submetendo-se o sistema de servoacionamento com estimação de parâmetros em condições semelhantes àsquelas utilizadas nas simulações, no capítulo 4. O motor foi acionado sob controle vetorial indireto mantido sintonizado e o observador foi inicializado com valores incorretos de  $R_s$  e  $1/\tau_r$  para validação da premissa de que o observador deve seguir a planta de referência. A matriz G foi anulada na rotina OBSLUEN.asm para verificar se o observador seguiria a planta de fato, somente pelos esquemas adaptativos das equações (3.19) e (4.10). A planta foi submetida a uma referência intermitente de posição de  $\pi/2$  a  $3\pi/2$  radianos, em intervalos de 1 seg, sob carga composta pela barra acoplada ao eixo do motor. Os *offsets* de tensão e corrente foram eliminados antes de cada bateria de testes.

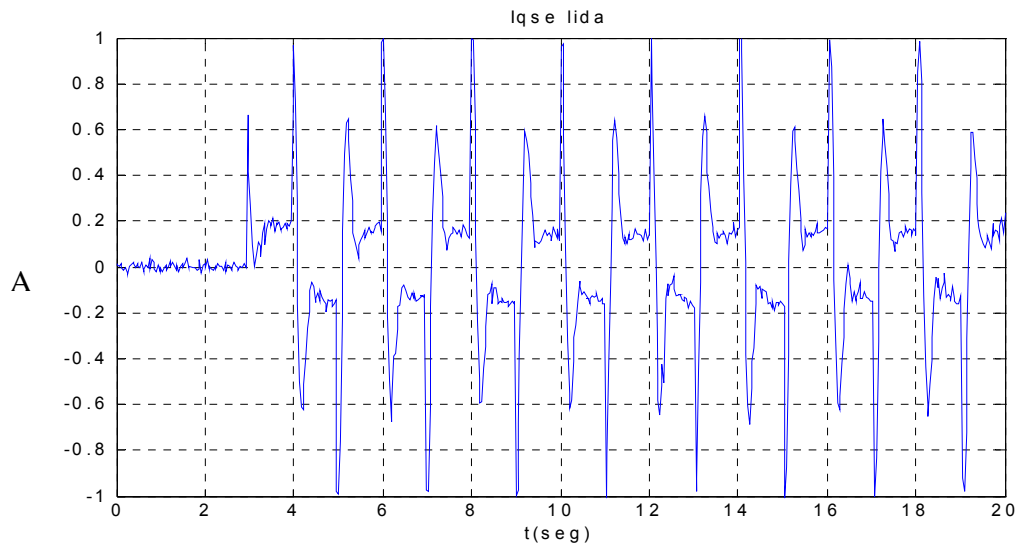
### 5.5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO SIMULTÂNEA DE $R_s$ E $1/\tau_r$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU

Configurações:

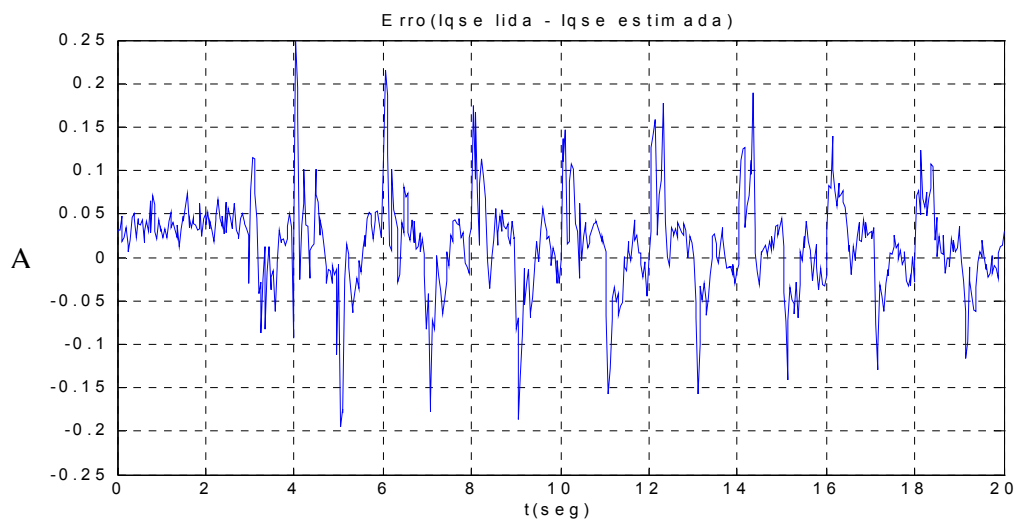
- $\hat{1/\tau_r}(0) = 32.8397 \text{ } \Omega/H (1.5 \text{ PU})$
- $\hat{R_s}(0) = 20.2263 \text{ } \Omega (1.5 \text{ PU})$
- K=1 (Matriz G = 0)
- Estimação de  $\hat{1/\tau_r}$  : equação (3.19)
- Estimação de  $\hat{R_s}$  : equação (4.10)



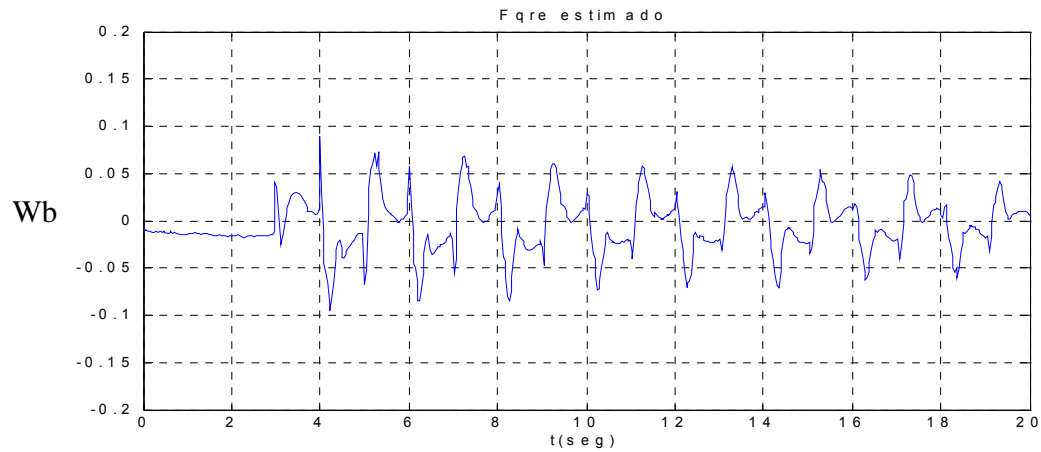
- $\lambda_1 = 15 \text{ } \Omega/(\text{s} \cdot \text{A}^2)$
- $\lambda_2 = 100 \text{ } \Omega/(\text{s} \cdot \text{A}^2)$



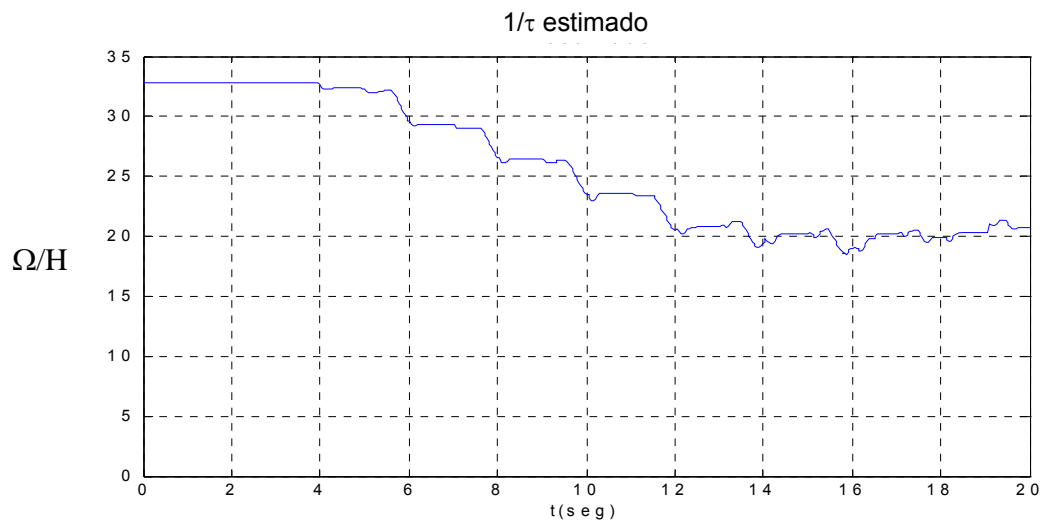
(a)



(b)



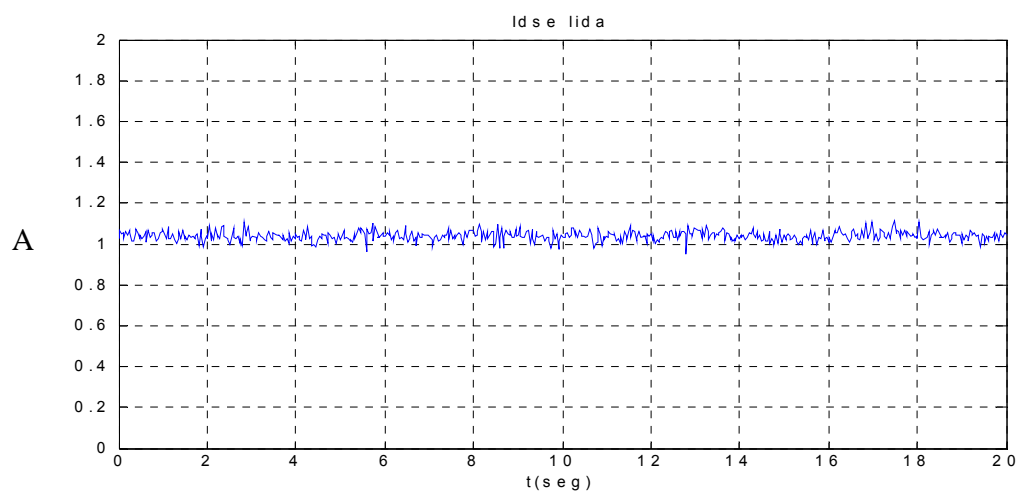
(c)



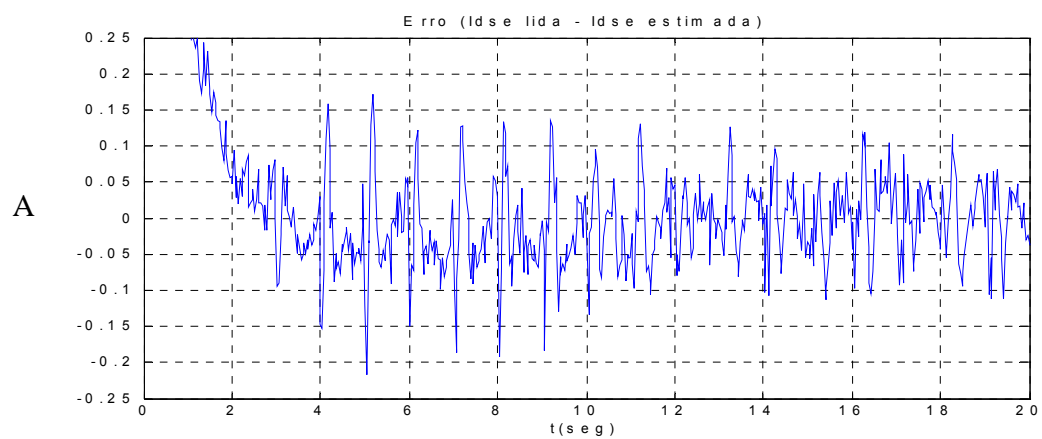
(d)

Figura 5.6 – (a) Corrente lida de eixo q do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo q do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo q. (d)  $\hat{1}/\tau_r$

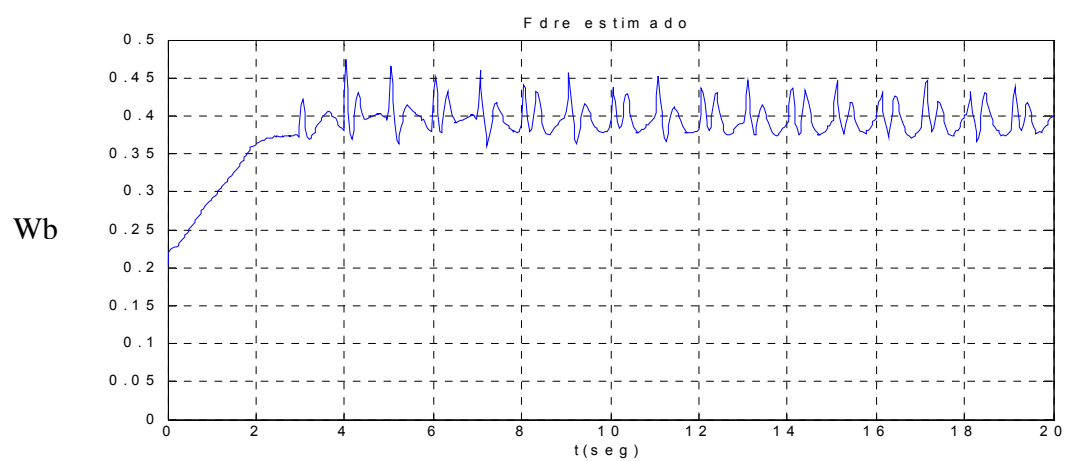
Os resultados da Figura (5.6) mostram um comportamento similar aos resultados da simulação da Figura (4.3). O erro entre as correntes lida e estimada em (b) diminui à medida que a constante de tempo rotórica se aproxima do valor correto, em (d). Observa-se que a magnitude do fluxo rotórico estimado de eixo q diminui ao longo do tempo, em (c), mas possui um valor apreciável mesmo após a convergência de  $\hat{1}/\tau_r$ , pois num sistema prático é mais difícil conseguir o desacoplamento ideal, facilmente alcançado na simulação. O restante da simulação vem a seguir:



(a)



(b)



(c)

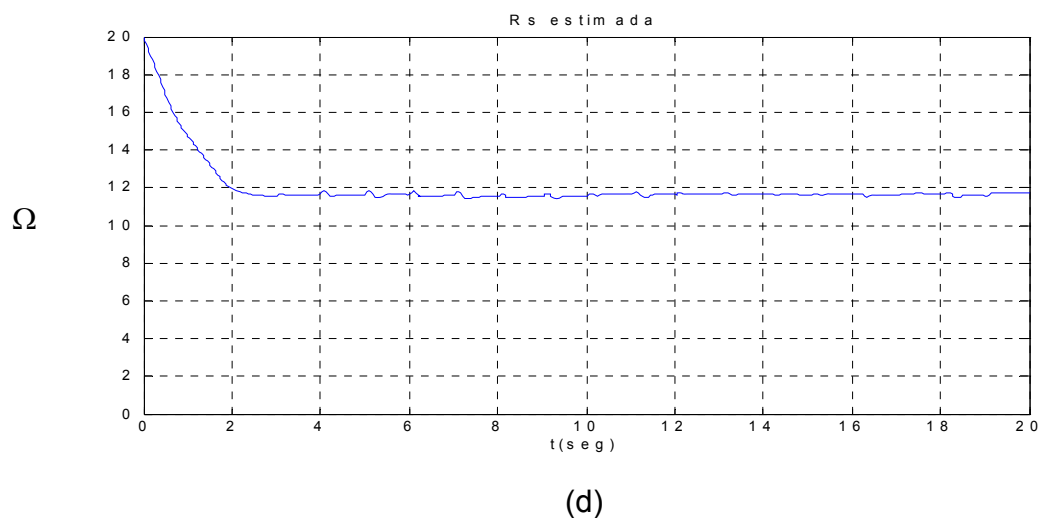


Figura 5.7 - (a) Corrente lida de eixo d do estator. (b) Erro entre correntes lida e estimada de eixo d do estator. (c) Fluxo rotórico estimado de eixo d. (d) Resistência de estator estimada.

Na Figura (5.7) observa-se também um resultado similar ao da Figura (4.4), com o erro entre correntes  $I_{dse}$  lida e estimada em (b) diminuindo rapidamente com a convergência da resistência de estator em  $t=2$  s, em (d), e depois convergindo mais lentamente para um valor em torno de zero, à medida que  $I/\tau_r$  converge para o valor correto. Em (c) observa-se o fluxo rotórico estimado de eixo d fortemente dependente da convergência da resistência de estator e após 2 seg., converge para um valor constante de forma oscilatória, característica inerente de um sistema real onde o desacoplamento perfeito é difícil.

Também em (d), observa-se que a resistência de estator não convergiu para o valor nominal de  $13.48 \Omega$ , pois no momento do teste, a máquina estava fria e a convergência se deu em torno de  $11.9 \Omega$ , valor consistente com a medição feita através de um multímetro, também com a máquina a frio. A Figura (5.8) mostra uma captura da estimativa da resistência de estator inicializada em 0.5 PU, sendo que anteriormente a máquina havia sido colocada em funcionamento por alguns minutos:

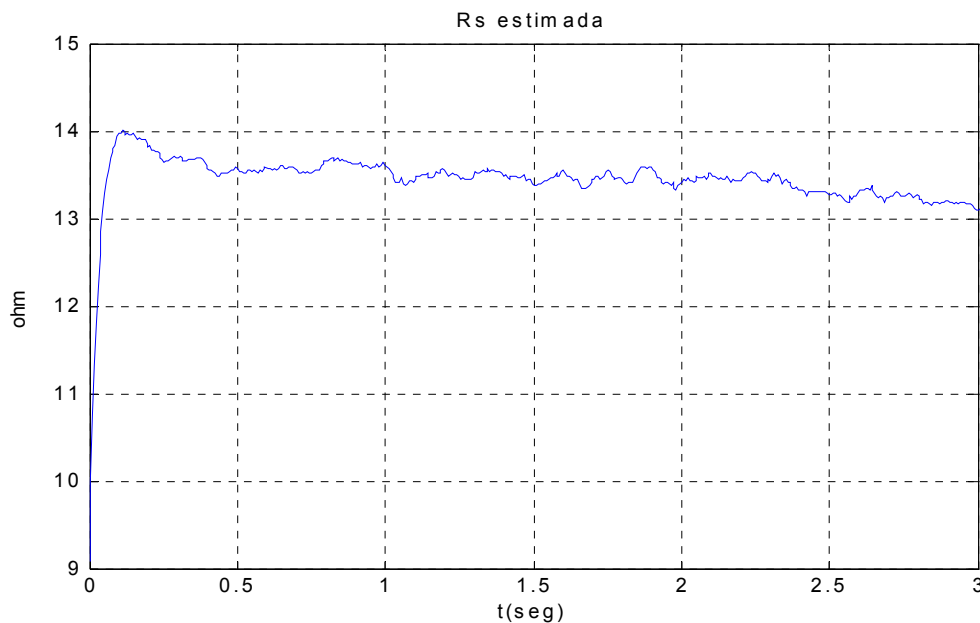


Figura 5.8 Estimativa da resistência de estator com a máquina a quente.

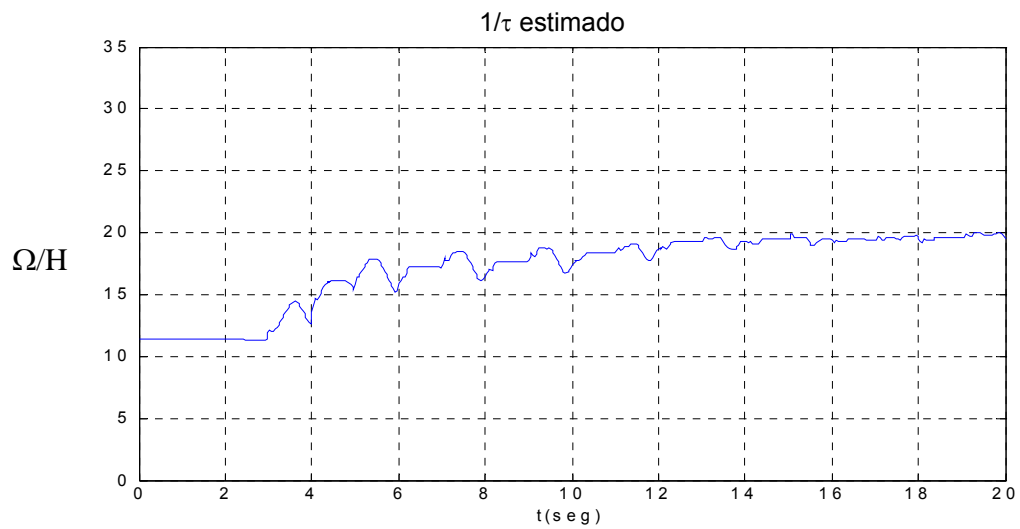
Observa-se na Figura 5.8 que nos instantes da captura havia se estabelecido uma dinâmica térmica em que a resistência estava diminuindo de maneira relativamente rápida, o que confirma a importância da sua estimativa simultânea com a constante de tempo rotórica, levando-se em conta também os resultados da Figura (4.7) onde um erro de 10% na estimativa de  $R_s$  levou a um erro de quase 30% na estimativa de  $1/\tau_r$ .

### 5.5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO SIMULTÂNEA DE $R_s$ E $1/\tau_r$ INICIALIZADOS EM 0.5 PU

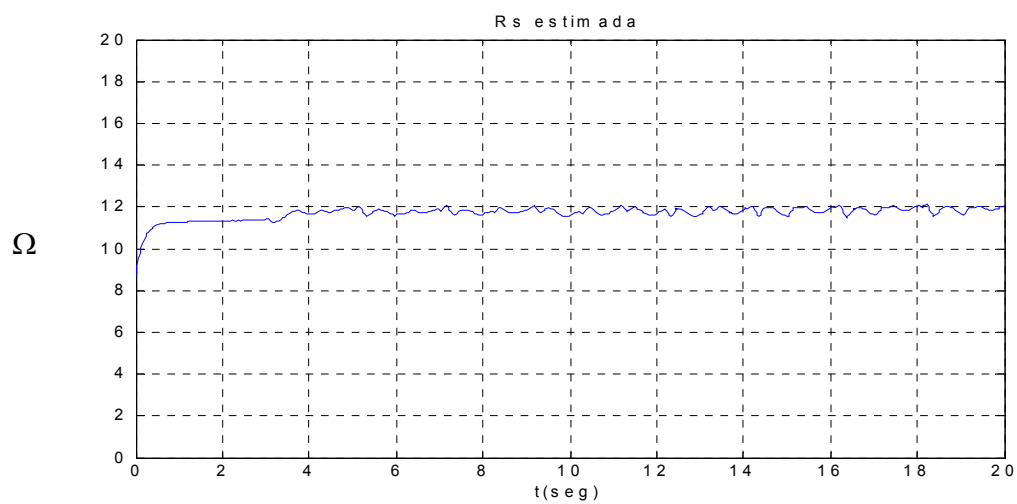
Configurações:

- $1/\tau_r(0) = 10.94 \text{ } \Omega/H \text{ (0.5 PU)}$
- $R_s(0) = 6.74 \text{ } \Omega \text{ (0.5 PU)}$
- $K=1$  (Matriz  $G = 0$ )
- Estimação de  $1/\tau_r$ : equação (3.19)
- Estimação de  $R_s$ : equação (4.10)

- $\lambda_1 = 40 \text{ } \Omega/(\text{seg} \cdot \text{A}^2)$
- $\lambda_2 = 100 \text{ } \Omega/(\text{seg} \cdot \text{A}^2)$



(a)



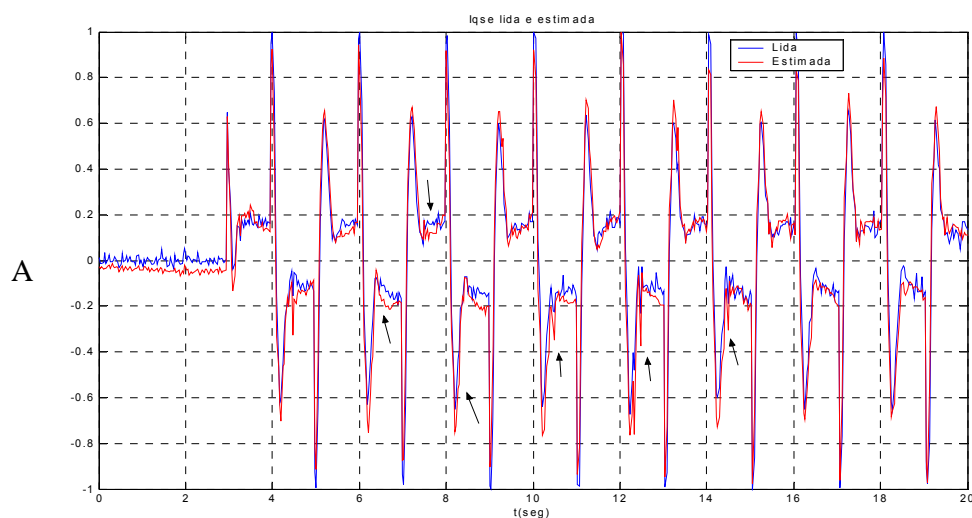
(b)

Figura 5.9 - (a) Estimativa do inverso da constante de tempo rotórica. (b) Resistência de estator.

A Figura 5.9 mostra  $1/\tau_r$  em (a) e  $R_s$  em (b), ambos convergindo para o valor correto. Observa-se uma dinâmica mais rápida na resistência de estator devido ao valor de  $\lambda_1$ , 4 vezes maior do que na simulação anterior. Também em (a), observa-se algumas oscilações até que a constante de tempo rotórica convirja para o valor correto. Esse fenômeno foi frequentemente observado durante os testes experimentais e ocorre devido a *offsets* e não linearidades na medição de correntes e tensões. Os próximos resultados ilustram esse fenômeno com mais detalhes.

### 5.5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO SIMULTÂNEA DE $R_s$ E $1/\tau_r$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU SOB PRESENÇA DE OFFSET

Configuração: Idêntica ao item 5.5.1



(a)

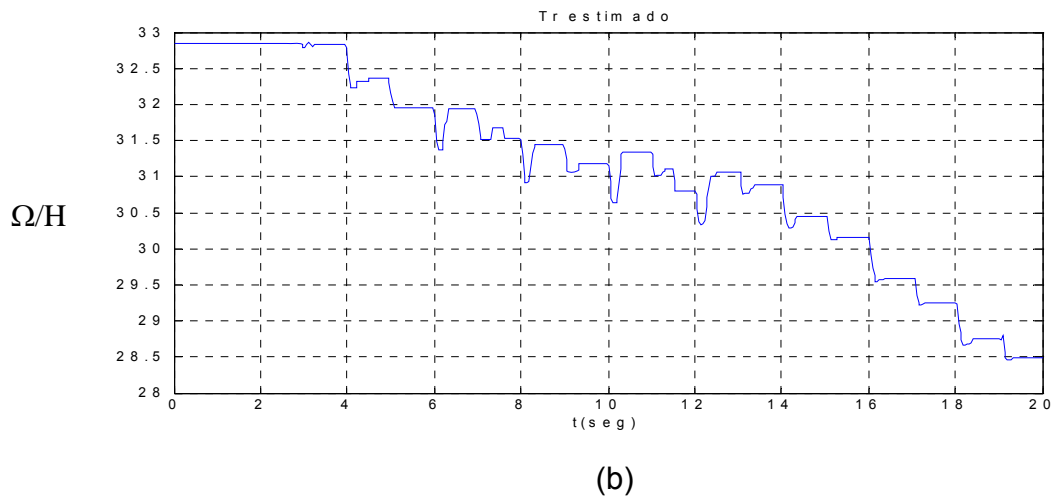


Figura 5.10 – (a)  $I_{qs}$  lida e estimada com offset não nulo. (b) Estimativa de  $1/\tau_r$  com erro de convergência causado por offset.

A Figura 5.10 mostra que no intervalo de tempo de estimação entre 6 e 14 segundos houve decrementos e incrementos de  $1/\tau_r$ , em (b). Em (a) vê-se claramente que há um pequeno *offset* na corrente  $I_{qs}^e$  estimada de modo que em alguns transitórios o erro entre as correntes lida e estimada, que aciona o esquema adaptativo da equação (3.19), fica com sinal errado causando os acréscimos indesejáveis em (b). O teste foi realizado em condições idênticas às do item 5.5.1, mas, devido ao problema descrito, não houve convergência de  $1/\tau_r$  para o valor correto no mesmo intervalo de 20 segundos da Figura (5.6)-(d).

Experimentou-se habilitar a matriz  $G$  ( $K \neq 1$ ) para minimizar o problema descrito anteriormente. Os resultados são apresentados no próximo item.

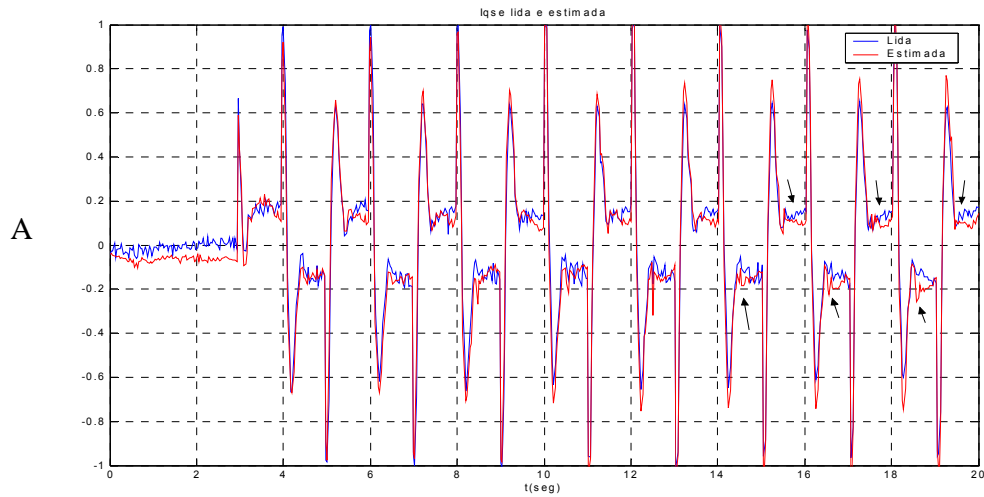
#### 5.5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – ESTIMAÇÃO SIMULTÂNEA DE $R_s$ E $1/\tau_r$ INICIALIZADOS EM 1.5 PU, COM A MATRIZ $G \neq 0$ )

Configurações:

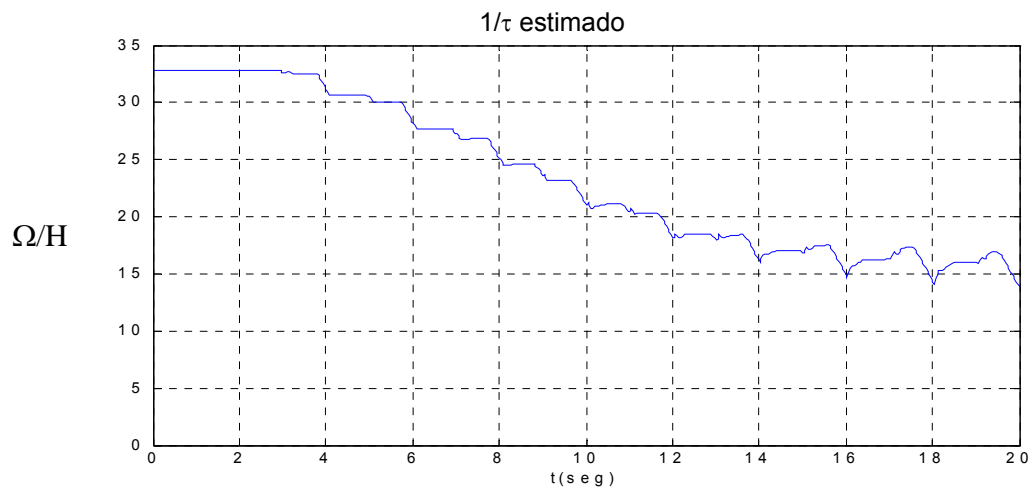
- $1/\tau_r(0) = 32.8397 \text{ } \Omega/H \text{ (1.5 PU)}$
- $R_s(0) = 20.2263 \text{ } \Omega \text{ (1.5 PU)}$
- **$K=1.1$  (Matriz  $G \neq 0$ )**



- Estimaco de  $1/\tau_r$  : equaco (3.19)
- Estimaco de  $R_s$  : equaco (4.10)
- $\lambda_1 = 15 \text{ } \Omega/(\text{s.A}^2)$
- $\lambda_2 = 100 \text{ } \Omega/(\text{s.A}^2)$



(a)



(b)

Figura 5.11 – (a)  $I_{qse}$  lida e estimada com  $G \neq 0$ . (b) Estimativa de  $1/\tau_r$  com erro de convergncia causado por offset.

A Figura 5.11 mostra que a matriz  $G$  não foi capaz de atenuar o erro entre as correntes  $I_{qs}^e$  lida e estimada entre 14 e 16 segundos e além disso, provocou a convergência de  $\hat{I}/\tau_r$  para um valor incorreto, já que interfere no erro entre as correntes lida e estimada de forma artificial. Assim, conclui-se que a melhor estratégia é fixar  $G=0$  ( $K=1$ ).

## 6 CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou resultados importantes sobre a estimação de parâmetros para sintonia de ganho de escorregamento em um sistema de servoacionamento por controle vetorial indireto, utilizando o observador de Luenberger.

Obteve-se a convergência da constante de tempo rotórica e da resistência de estator operando-se numa condição severa de torque intermitente proveniente do controle de posição de uma barra de aço.

O mecanismo de estimação da constante de tempo rotórica mostrou-se atuante somente nas transições de posição onde o torque elétrico atingiu um valor considerável (aproximadamente 1.3 N.m). Nos instantes onde o sistema alcançou o regime permanente (0.2 N.m de torque, aproximadamente) observou-se pouca ou nenhuma correção de  $1/\hat{\tau}_r$ . Esse comportamento levou à escolha de um valor elevado para o ganho de adaptação  $\lambda_2$ .

O comportamento da estimativa de  $1/\hat{\tau}_r$  atuando somente em situações onde há carga se deu devido à característica dos sistemas de controle vetorial que utilizam motores de indução trifásicos de baixa potência [2], os quais são menos sensíveis à falta de sintonia do ganho de escorregamento, notadamente  $I_{qs}$ . No presente trabalho, o motor de indução (a “planta” da figura (3.1)) foi mantida sob sintonia e o modelo do motor de indução (o “observador” da figura (3.1)) teve seus parâmetros inicializados incorretamente para verificação dos esquemas de estimação de parâmetros. Mesmo inicializando  $1/\hat{\tau}_r$  com um erro apreciável ( 50% para mais e para menos), observou-se pouca diferença entre as correntes estatóricas de eixo q lida e estimada, de forma que o erro entre elas só se mostrou suficiente para excitar o esquema adaptativo da equação (3.19) nos transitórios de posição, onde as correntes mencionadas atingem valores máximos.

Na parte experimental, em particular, o mecanismo de estimação de  $1/\hat{\tau}_r$  mostrou-se sensível a *offsets* de tensão e corrente. Além disso, os sinais e

variáveis envolvidas no observador são inerentemente ruidosos devido ao chaveamento do inversor, dificultando ainda mais a análise e solução de problemas de convergência. O uso da equação (3.17) em sua forma reduzida, dada pela equação (3.19), facilitou a análise e solução de problemas do mecanismo de convergência. Observou-se então que há um compromisso entre tempo e sensibilidade de convergência na escolha do ganho de adaptação  $\lambda_2$ .

O tempo de convergência de  $1/\hat{\tau}_r$  inicializado com um erro de 50% para mais e para menos, se deu em aproximadamente 20 segundos, valor bastante razoável considerando que a constante de tempo térmica do motor em questão é de aproximadamente 10 minutos [16].

Observou-se que a estimação da resistência de estator ocorreu, mesmo com o motor parado e sem carga, num espaço de tempo de 2 segundos ou menos, dependendo do valor do ganho de adaptação  $\lambda_1$  utilizado. Os resultados experimentais e de simulação mostraram que a estimativa correta da resistência de estator é fundamental para a estimativa correta da constante de tempo rotórica.

A resistência de estator de um motor de indução pode variar cerca de 50% enquanto a resistência rotórica varia até 100% e sua medição, utilizando sensores de temperatura ou estimação, utilizando modelos térmicos é muito difícil [18]. Tendo isso em vista, a estimação desses dois parâmetros se mostra necessária para a correta sintonia do ganho de escorregamento.

O presente trabalho demonstrou que o observador de Luenberger utilizado em um esquema de MRAC foi capaz de estimar esses dois parâmetros em uma condição severa de controle de posição onde os componentes de tensão e corrente de eixo q variam de forma intermitente. Além disso, a máquina pode sofrer uma elevada variação de temperatura já que trabalha em baixas velocidades e sua ventilação fica prejudicada.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 BOSE, B. K. **Power electronics and ac drives**. v. u, 1. ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1986.
- 2 KAMARUDIN B. NORDIN, DONALD W. NOVOTNY, DONALD S. ZINGER. **The Influence of Motor Parameter Deviations in Feed forward Field Orientation Drive Systems**. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-21, NO. 4, July/August 1985
- 3 Rowan, T.M., Kerkman R. J., Leggate, D., **A Simple On-line Adaption For Indirect Field Orientation Of Inductions Machine**. IEEE 1989
- 4 Hung, K.T., Lorenz, R.D., **A Rotor Flux Error Based, Adaptive Tuning Approach for Feed forward Field Oriented Induction Machine Drives**. IEEE 1990.
- 5 Jeon,S, Ho., Oh,K, Kyo.Choi,J, Young. **Flux Observer With Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors**. IEEE 2002
- 6 Tungpimolrut,K., Peng,F., Fukao,T. Robust Vector Control Of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants. IEEE, 1994.
- 7 Kubota, H., Matsuse,K. **Speed Sensorless Field Oriented Control Of Induction Motor with Rotor Resistance Adaption**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS 1994 .
- 8 Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T. **New Adaptive Flux Observer Of Induction Motor For Wide Speed Range Motor Drives** . IEEE, 1990.
- 9 SOUZA, S. A. **Controle Vetorial sem Sensor de Velocidade para Motores de Indução com Adaptação de Parâmetros em Tempo Real**, Dissertação de Mestrado, UFES, 2001
- 10 Novotny, D. W., Lipo, T. A., Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon Press, 1996
- 11 Araújo, J.M. **Controle de Posição de Um Motor de Indução Trifásico Através de Lógica Fuzzy**, Tese de Mestrado, UFES, Vitória – 2003.
- 12 Trzynadlowski, A.M., **Control of Induction Motors**, Academic Press, 2001

- 13 Alter, David. ***Using the Capture Units for Low Speed Velocity Estimation on a TMS320C240***, Texas Instruments, 1997.
- 14 Philips,C.L., Nagle,H,Troy, ***Digital Control System – Analysis and Design, Second Edition***, Prentice Hall,1990
- 15 Texas Instruments ,***TMS320C25 DSP Design Workshop – Student Guide***, Texas Instruments,1989
- 16 ***Catálogo de Motores Elétricos Weg***, [www.weg.com.br](http://www.weg.com.br) ,2005.
- 17 P.S,Hilton, ***Estudo Comparativo da Eficiência dos Canais Axiais de Ventilação de Rotores Utilizando o Método dos Elementos Finitos***, Departamento da Engenharia do Produto, Weg Máquinas
- 18 Marino,R., Peresada,S., Tomei,P., ***On-Line Stator and Rotor Resistance Estimation for Induction Motors***, IEEE Transactions on Control Systems Technology,2000
- 19 Rabello, A.P.S.S , ***Estimação de Velocidade do Motor de Indução Gaiola Utilizando o Observador de Luenberger***, Dissertação de Mestrado, UFES, 1999.

## Anexo A – Arquivo de Matlab Utilizado na Simulação do Observador de Luenberger

Arquivo: obsluen.mat

```
function[d,x0]=obsLuenberg(t,x,u,flag)
```

```
*****Inicialização de parâmetros*****
```

Lm=.3506;	Indutância de magnetização, Wb
Rs=13.4842;	Resistência do estator, $\Omega$
Rr=8.3566;	Resistência do rotor, $\Omega$
Ls=0.3817;	Indutância do estator, Wb
Lr=Ls;	Indutância do rotor, Wb
sigma=1-Lm*Lm/(Ls*Lr);	Coefficiente de dispersão
c= sigma*Ls*Lr/Lm;	Constante da Matriz G, H
k=1;	Constante da Matriz G
lambida1=15;	Ganho da equação de estimativa de Rs, $\Omega/(\text{seg}.A^2)$
lambida2=400;	Ganho da equação de estimativa de $1/\tau_r$ , $\Omega/(\text{seg}.A^2)$

```
*****Definição dos estados e entradas *****
```

```
if flag==1
```

```
idsest=x(1);
iqsest=x(2);
Fdrest=x(3);
Fqrest=x(4);
Rsest=x(5);
Trest=x(6);
```

```
ids=u(1);
iqs=u(2);
vds=u(3);
vqs=u(4);
we=u(5);
wr=u(6);
```

```
*****Matriz A*****
```

```
ar11=-(Rsest/(sigma*Ls) + (1-sigma)*Trest/sigma);
ai11=-we;
ar12= Lm/(sigma*Ls*Lr)*Trest;
ai12=-Lm*wr/(sigma*Ls*Lr);
ar21= Lm*Trest;
ar22=-Trest;
ai22=-we+wr;
```

$b1 = 1/(\sigma * L_s);$

\*\*\*\*\*Matriz G\*\*\*\*\*

$g1 = (k-1)*(ar11 + ar22);$   
 $g2 = (k-1)*ai22;$   
 $g3 = (k*k-1)*(c*ar11 + ar21) - c*(k-1)*(ar11 + ar22);$   
 $g4 = -c*(k-1)*ai22;$

\*\*\*\*\*Erros entre correntes lida e estimada\*\*\*\*\*

$eids = ids - idsest;$   
 $eiqs = iqs - iqsest;$

\*\*\*\*\*Equações do Observador de Luenberger\*\*\*\*\*

$Didsest = ar11*idsest - ai11*iqsest + ar12*Fdrest - ai12*Fqrest + b1*vds + g1*(idsest - ids) - g2*(iqsest - iqs);$

$Diqsest = ai11*idsest + ar11*iqsest + ai12*Fdrest + ar12*Fqrest + b1*vqs + g2*(idsest - ids) + g1*(iqsest - iqs);$

$DFdrest = ar21*idsest + ar22*Fdrest - ai22*Fqrest + g3*(idsest - ids) - g4*(iqsest - iqs);$

$DFqrest = ar21*iqsest + ai22*Fdrest + ar22*Fqrest + g4*(idsest - ids) + g3*(iqsest - iqs);$

$DRsest = -\lambda_1*(eids*idsest + eiqs*iqsest);$

$DTrest = \lambda_2/L_r*(eids*(Fdrest - L_m*idsest) + eiqs*(Fqrest - L_m*iqsest)) ;$

\*\*\*\*\*Obs:  $Trest = 1/T_{aurest}$ \*\*\*\*\*

\*\*\*\*\*Definição das derivadas dos estados\*\*\*\*\*

$d(1) = Didsest;$   
 $d(2) = Diqsest;$   
 $d(3) = DFdrest;$   
 $d(4) = DFqrest;$   
 $d(5) = DRsest;$   
 $d(6) = DTrest;$

elseif flag==0

\*\*\*\*\*Inicialização dos estados\*\*\*\*\*

$x0 = [0; 0; 0; 0; 1 * R_s; 1 * R_r / L_r];$



```
d=[6,0,6,6,0,0];
```

```
elseif flag==3
```

```
    d(1)=x(1);
```

```
    d(2)=x(2);
```

```
    d(3)=x(3);
```

```
    d(4)=x(4);
```

```
    d(5)=x(5);
```

```
    d(6)=x(6);
```

```
else
```

```
    d=[];
```

```
end
```

## Anexo B – Arquivo de Matlab Utilizado para Teste do Observador na Forma Discreta

```

Lm=.3506;           Indutância de magnetização, Wb
Rs=13.4842;         Resistência do estator,  $\Omega$ 
Rr=8.3566;          Resistência do rotor,  $\Omega$ 
Ls=0.3817;          Indutância do estator, Wb
Lr=Ls;              Indutância do rotor, Wb
sigma=1-Lm*Lm/(Ls*Lr); Coeficiente de dispersão
c= sigma*Ls*Lr/Lm;  Constante da Matriz G, H
k=1;                Constante da Matriz G
lambda1=15;         Ganho da equação de estimativa de  $R_s$ ,  $\Omega/(\text{seg} \cdot A^2)$ 
lambda2=400;        Ganho da equação de estimativa de  $1/\tau_r$ ,  $\Omega/(\text{seg} \cdot A^2)$ 
Tsample=200e-6      Tempo de amostragem, seg

*****Definição dos estados e entradas*****
if flag==1

idsest=0
iqsest=0
Fdrest=0
Fqrest=0
Rsest=13.48 ; 1 PU
Trestd=21.89; 1 PU

ids=ides_lida
iqs=iqse_lida
vds=vdse_lida
vqs=vqse_lida
we=wr + wsl;
wr=wr_lida;

for I=1:600          ; Número de Iterações

*****Matriz A*****

ar11=-(Rsest/(sigma*Ls) + (1-sigma)*Trestd/sigma);
ai11=-we;
ar12= Lm/(sigma*Ls*Lr)*Trestd;
ai12=-Lm*wr/(sigma*Ls*Lr);
ar21= Lm*Trestd;
ar22=-Trestd;

```

```

ai22=-we+wr;
b1= 1/(sigma*Ts);

*****Matriz G*****

g1= (k-1)*(ar11 + ar22);
g2= (k-1)*ai22;
g3= (k*k-1)*(c*ar11+ ar21) - c*(k-1)*(ar11 + ar22);
g4= -c*(k-1)*ai22;

*****Erros entre correntes lida e estimada*****

eids= ids-idsest;
eiqs= iqs - iqsest;

*****Equações do Observador de Luenberger*****

Didsest= ar11*idsest - ai11*iqsest + ar12*Fdrest - ai12*Fqrest + b1*vds + g1*(idsest -
ids) - g2*(iqsest - iqs);

Diqsest= ai11*idsest + ar11*iqsest + ai12*Fdrest + ar12*Fqrest + b1*vqs + g2*(idsest -
ids) +g1*(iqsest - iqs);

DFdrest= ar21*idsest + ar22*Fdrest - ai22*Fqrest + g3*(idsest - ids) - g4*(iqsest - iqs);

DFqrest= ar21*iqsest + ai22*Fdrest + ar22*Fqrest + g4*(idsest - ids) + g3*(iqsest - iqs);

DRsest= -lambida1*(eids*idsest + eiqs*iqsest);

DTrest= lambida2/Lr*( eids*(Fdrest - Lm*idsest) + eiqs*(Fqrest - Lm*iqsest) ) ;

*****Obs: Trest=1/Taurest*****

*****Integração pela regra do Retângulo*****

idsest=idsest+Didsest*Tsample
iqsest=iqsest+Diqsest*Tsample
Fdrest=Fdrest+DFdrest*Tsample
Fqrest=Fqrest+DFqrest*Tsample
Rsest=Rsest+DRsest*Tsample
Trest=Trest+DTrest*Tsample

end

```

## Anexo C – Arquivo de Matlab Utilizado para Derivação de Escalas e Cálculo de Parâmetros

Lm=.3506;	Indutância de magnetização, Wb
Rs=13.4842;	Resistência do estator, $\Omega$
Rr=8.3566;	Resistência do rotor, $\Omega$
Ls=0.3817;	Indutância do estator, Wb
Lr=Ls;	Indutância do rotor, Wb
sigma=1-Lm*Lm/(Ls*Lr);	Coefficiente de dispersão
c= sigma*Ls*Lr/Lm;	Constante da Matriz G, H
k=1;	Constante da Matriz G
lambida1=15;	Ganho da equação de estimativa de Rs, $\Omega/(\text{seg}.A^2)$
lambida2=400;	Ganho da equação de estimativa de $1/\tau_r$ , $\Omega/(\text{seg}.A^2)$
Tsample=200e-6	Tempo de amostragem, seg

\*\*\*\*\*Escalas Primárias\*\*\*\*\*

alfaV=90.46;	bits/V
alfaI=18898;	bits/A
alfaWe=68.35;	bits/(rad.elet/seg)

\*\*\*\*\*Escalas Derivadas\*\*\*\*\*

alfaZ=alfaV/alfaI*(32767);	bits/ $\Omega$
alfaF=alfaV/alfaWe*32767;	bits/Wb
alfaT=alfaF/alfaV*32767;	bits/seg
alfaTeta=alfaWe*alfaT/32767;	bits/rad.elet.
alfaL=alfaZ/alfaWe*32767;	bits/H
alfaTr=alfaZ/alfaL*32767;	bits/ $\Omega$
alfaLambida1=alfaZ/(alfaI^2)/alfaT*(32767^3);	bits/(( $\Omega/(\text{seg}.A^2)$ ))

alfaLambida2=alfaTr\*alfaL/(alfaI\*alfaF\*alfaT)\*(32767^2); bits/(( $\Omega/(\text{seg}.A^2)$ ))

\*\*\*\*\* Obtenção dos Parâmetros para Implementação em Software \*\*\*\*\*

Lm\_soft=Lm\*alfaL;

$$b1\_soft = 1 / (\sigma * L_s * \alpha_L) * (32767^2);$$

$$\sigma_{1\_soft} = (1 - \sigma) / \sigma * 32767;$$

$$\sigma_{2\_soft} = L_m / (\sigma * L_s * L_r) * (32767^2) / \alpha_L;$$

$$c\_obs\_soft = \sigma * L_s * L_r / L_m * \alpha_L;$$

$$K\_soft = 1.1 * 32767;$$

$$K\_1\_soft = (K - 1) * 32767$$

$$KK\_1\_soft = (K * K - 1) * 32767$$

$$\lambda_{1\_soft} = \lambda_{1\_soft} * \alpha_L$$

$$\lambda_{2\_soft} = \lambda_{2\_soft} * \alpha_L$$

\*\*\*\*\*Valores Pré-Multiplicados por Tsample para Evitar Overflow em 16 bits Sinalizado  
(limite de 32767 bits) \*\*\*\*\*

$$T_{sample\_soft} = 200e-6 * \alpha_T;$$

$$b1\_soft\_dt = b1\_soft * T_{sample\_soft} / 32767$$

$$\sigma_{1\_soft\_dt} = \sigma_{1\_soft} * T_{sample\_soft} / 32767$$

$$\sigma_{2\_soft\_dt} = \sigma_{2\_soft} * T_{sample\_soft} / 32767$$

$$L_m\_soft\_dt = L_m\_soft * T_{sample\_soft} / 32767$$

$$c1\_obs\_soft = KK\_1\_soft * c\_obs\_soft / 32767$$

$$c2\_obs\_soft = c\_obs\_soft * K\_1\_soft / 32767$$

$$L_r\_soft = L_r * \alpha_L;$$

$$L_m\_soft = L_m * \alpha_L;$$

$$L_m\_soft\_DT = L_m\_soft * T_{sample\_soft} / 32767$$

$$\lambda_{1\_soft\_dt} = \lambda_{1\_soft} * T_{sample\_soft} / 32767$$

$$\lambda_{2\_soft\_dt} = \lambda_{2\_soft} * T_{sample\_soft} / 32767$$

\*\*\*\*\* Variáveis Auxiliares para Implementação em Software \*\*\*\*\*

$\text{lambida3\_soft\_dt} = \text{lambida2\_soft\_dt} / \text{Lr\_soft} * 32767$  ;  $\text{lambida3} = \text{lambida2} / \text{Lr}$   
 $\text{lambida4\_soft\_dt} = \text{lambida3\_soft\_dt} * \text{Lm\_soft} / 32767$ ;  $\text{lambida4} = \text{lambida2} / \text{Lr} * \text{Lm}$

$\text{Rs\_est} = \text{Rs} * \text{alfaZ}$

$\text{Tr\_est} = \text{Tr} * \text{alfaZ} / \text{alfaL} * 32767$  ;  $\text{Tr} = 1 / \tau_r$

## ANEXO D – LISTAGEM DO PROGRAMA EM ASSEMBLY PARA TMS320C/F240

```

*****
** Retirado de SPRA284A
** Autor : Zhenyu Yu      Adaptações: Jose Mario Araujo e Claudio
**Menegatti
** Texas Instruments
** DSP Automotive/Industrial Applications
** Target : TMS320C240/F240(EVM)
** Ultima versao: 03/05/2005
**
**
*****
;-----
; Descricao
;-----
; Este programa concatena as sub-rotinas necessárias ao funcionamento
; do sistema de controle de posição descrito na dissertação de
; mestrado intitulada "Sintonia de Ganho de Escorregamento de Um
;servoacionamento por Controle Vetorial de Um Motor de Indução
Trifásico".
;-----
; Notas
;-----
; 1. Este programa implementa uma malha de amostragem na qual são
; executados todos os cálculos.
; 2. SVPWM "Space Vector" é utilizado para gerar as tensões de
; referencia terminais da maquina de indução.
; 4. Todas as variáveis e constantes estão na escala Q15 (dezesesseis
; bits sinalizado).
;-----
; Registradores periféricos e constantes do TMS320F240
;-----

        .version 29
        .include "c240app.h"

;-----
; Subrotinas do sistema de controle
;-----

        .include estvel.asm
        .include buffer.asm
        .include tetae.asm
        .include filterw.asm
        .include filteriv.asm
        .include convad1.asm
        .include svpwm2.asm
        .include abc2dqs.asm
        .include picorr.asm
        .include dqe2dqs.asm
        .include dqs2dqe.asm
        .include pivel.asm
        .include ppos.asm

```

```

        .include obsluen.asm

ST0      .set 0                ; reg. de status ST0
ST1      .set 1                ; reg. de status ST1
wd_rst_1 .set 055h             ; watchdog timer reset strings
wd_rst_2 .set 0aah             ;
LED_addr .set 0Ch              ; LED display do EVM
DAC0     .set 0000h
DAC1     .set 0001h
DAC2     .set 0002h
DAC3     .set 0003h
DAC_UPDATE .set 0004h          ;reg. de atualizacao do DAC

;-----
; Definicao de variavaies
;-----
*****
** Variaveis do bloco B4 pagina 510 **
*****
        ;variáveis da rotina de velocidade
SWT5     .usect .blk4,1        ;contador
tempoK   .usect .blk4,1
tempoK_1 .usect .blk4,1
tetaK    .usect .blk4,1
tetaK_1  .usect .blk4,1
delta_tempo .usect .blk4,1
delta_teta .usect .blk4,1
wr_teste .usect .blk4,1
wrK_1    .usect .blk4,1
deltawr  .usect .blk4,1
;variaveis do filtro de corrente
a_filtroI .usect .blk4,1
b_filtroI .usect .blk4,1
c_filtroI .usect .blk4,1
d_filtroI .usect .blk4,1
id_state  .usect .blk4,1
iq_state  .usect .blk4,1
id_filtrada .usect .blk4,1
iq_filtrada .usect .blk4,1
;variaveis do filtro de tensão
vd_state  .usect .blk4,1
vq_state  .usect .blk4,1
vd_filtrada .usect .blk4,1
vq_filtrada .usect .blk4,1
flag_direcao .usect .blk4,1
fator_vel .usect .blk4,1
wr_testando .usect .blk4,1

*****
** Variaveis do bloco B1 pagina 6 **
*****
        .bss GPR0,1            ;registrador temporario
        .bss one,1             ;+1
        .bss wd_period,1       ;periodo watchdog timer
        .bss wd_reset1,1       ;watchdog timer reset string 1
        .bss wd_reset2,1       ;watchdog timer reset string 2
        .bss period_flag,1     ;flag de start period
        .bss wsl,1             ;escorregamento

```



```

.bss T_sample,1      ;periodo de amostragem
.bss tetaslh,1       ;parte alta da integracao de wsl
.bss tetasll,1       ;parte baixa da integracao de wsl
.bss theta_m,1       ;angulo para rastrear o quadrante
.bss theta_1stent,1  ;inicio da tabela de angulos
.bss SS,1            ;sinal do seno de teta
.bss SC,1            ;sinal do cosseno de teta
.bss SP,1            ;entrada da tabela de seno
.bss SIN_1stent,1    ;inicio da tabela de seno
.bss SIN_lastent,1   ;fim da tabela de seno
.bss sin_theta,1     ;seno
.bss cos_theta,1     ;cosseno
.bss S,1             ;localizacao (setor) de Uo
.bss theta_60,1      ;60 graus
.bss theta_90,1      ;90 graus
.bss theta_120,1     ;120 graus
.bss theta_180,1     ;180 graus
.bss theta_240,1     ;240 graus
.bss theta_270,1     ;270 graus
.bss theta_300,1     ;300 graus
.bss theta_360,1     ;360 graus
.bss decpar_1stent,24 ;matrizes de decomposicao da SVPWM
.bss cmp_1,1         ;comp. sobre o prim. vetor Ux
.bss cmp_2,1         ;comp. sobre o seg. vetor Ux+-60
.bss cmp_0,1         ;met. da comp. sobre vetor nulo Ox
.bss CL,1            ;canal para primeiro chaveamento
.bss CM,1            ;canal para segundo chaveamento
.bss LED_dir,1       ;direc. dos leds(1: esq, 0: dir)
.bss LED_data,1      ;LED display
.bss controle,1
.bss auxint,1
.bss LED_count,1     ;cont subdiv. para o LED display
.bss cont2,1         ;cont. para o buffer
.bss cont5,1         ;
.bss we,1            ;frequencia do estator (wsl + wr)
.bss iq,1            ;corr. estator qe
.bss iqh,1           ;parte alta da ref. de corr. iqs
.bss iql,1           ;parte baixa da ref. de corr. iqs
.bss iqrf,1          ;ref. de corr. iqs
.bss eiq,1           ;erro(k) de iqs
.bss eiq1,1          ;erro(k-1) de iqs
.bss id,1            ;corr. de estator ids
.bss idh,1           ;parte alta da ref. de corr. ids
.bss idl,1           ;parte baixa da ref. de corr. ids
.bss idrf,1          ;ref. de corr. ids
.bss eid,1           ;erro(k) de iqs
.bss eid1,1          ;erro(k-1) de iqs
.bss iqss,1          ;corr. de estator iqss
.bss idss,1          ;corr. estator idss
.bss ki1,1           ;Kp+Ki no PI de corr.
.bss ki2,1           ;-Kp no PI de corr.
.bss limiqd,1        ;lim. desinal de controle iqrf
.bss vq,1            ;ref. de tensao vqs
.bss vqlh,1          ;parte alta de vqs
.bss vql1,1          ;parte baixa de vqs
.bss vd,1            ;ref. de tensao vds
.bss vdh,1           ;parte alta de vds
.bss vdl,1           ;parte baixa de vds
.bss limvqd,1        ;lim. de sinal de controle vqds

```

```

.bss temp1,1      ;reg. temporario
.bss temp2,1      ;reg temporario
.bss wrrf,1       ;ref. de veloc.
.bss modUq,1      ;modulo de vqs
.bss modUd,1      ;
.bss tetar,1      ; tetar mecânico
.bss tetar1,1     ; tetar elétrico
.bss etetar,1     ; erro
.bss UR3,1        ; constante  $1/\sqrt{3}$ 
.bss U3,1         ; constante 1/3
.bss T3,1         ; constante 2/3
.bss tetas1,1     ; ângulo de escorregamento
.bss Uq,1         ; Referência p/ SVPWM
.bss Ud,1         ; Idem
.bss ia,1         ; Corrente lida
.bss ib,1         ; Idem
.bss ic,1         ; Corrente derivada (ia-ib)
.bss tetae,1      ; ângulo elétrico
.bss flagint,1    ;
.bss limvdq,1     ; limite da ação de controle em vdqse
.bss Ks,1         ; ganho de escorregamento
.bss tc,1         ;
.bss tc2,1        ;
.bss AUX1,1       ;
.bss AUX2,1       ;

```

```

*****
** Variaveis no bloco B1 pagina 7 **
*****

```

```

.bss tc3,1        ;contador
.bss limidq,1     ;lim. de corr.
.bss kw1,1        ;ganhos do PI de veloc.
.bss kw2,1
.bss kpw,1
.bss kiw,1
.bss ewr,1        ;erro de veloc.: wref - wrfil
.bss ewr1,1       ;erro de veloc. em k-1
.bss dewr,1       ;variacao do erro de velocidade
.bss psids,1      ;fluxo de estator eixo d
.bss wstate,1     ;estado do filtro de velocidade
.bss wrfil,1      ;velocidade filtrada
.bss a,1          ;coefic. para filtro (reserva)
.bss b,1
.bss c,1
.bss d,1
.bss tetarrf,1    ;referencia de posicao
.bss kpteta,1     ;ganho prop. do contr. de posição
.bss maxw,1       ;lim. para ref. de velocidade
.bss aux,1        ;registro auxiliar
.bss diqrf,1      ;variação do sinal de controle iqs
.bss aux4,1       ;registros auxiliares
.bss aux5,1
.bss vqsaux,1
.bss vdsaux,1
.bss iqsaux,1
.bss iqsold,1
.bss idsaux,1

```

```

.bss idsold,1
.bss a1,1
.bss b1,1
.bss c1,1
.bss d1,1
.bss A,1
.bss B,1
.bss dwr,1
.bss maxdwr,1
.bss tc4,1

;*****variáveis do Obs.Luenberger *****

.bss b1_DT,1
.bss sigma1_DT,1
.bss sigma2_DT,1
.bss ar11_DT,1
.bss ar12_DT,1
.bss ar21_DT,1
.bss ar22_DT,1
.bss ai11_DT,1
.bss ai22_DT,1
.bss ai22,1
.bss ai12_DT,1
.bss We_lido,1
.bss Wr_lido,1
.bss T_sample_obs,1
.bss c1_obs,1
.bss c2_obs,1
.bss Lm_DT,1
.bss K_1,1
.bss KK_1,1
.bss g1_DT,1
.bss g2_DT,1
.bss g3_DT,1
.bss g4_DT,1
.bss ids_lido,1
.bss ids_est,1
.bss eids_obs,1
.bss Dids_est_DT,1
.bss iqs_lido,1
.bss iqs_est,1
.bss eiqs_obs,1
.bss Diqs_est_DT,1
.bss Fdr_est,1
.bss DFdr_est_DT,1
.bss Fqr_est,1
.bss DFqr_est_DT,1
.bss Rs_est,1
.bss DRs_est_DT,1
.bss Tr_est,1
.bss DTr_est_DT,1
.bss Vds_lido,1
.bss Vqs_lido,1
.bss aux_obs,1
.bss aux1_obs,1
.bss lambida1_DT,1
.bss lambida2_DT,1

```

```

        .bss  lambida3_DT,1
        .bss  lambida4_DT,1
        .bss  vac_lido,1
        .bss  vcb_lido,1
        .bss  Fqre_est,1;
        .bss  Fdre_est,1;
        .bss  contador_ref,1

*****
** Variaveis no bloco B2**
*****
ST0_save    .SET 060h                ; salv./rest. de contexto
ST1_save    .set 061h
ACCH        .SET 062h
ACCL        .SET 063h
BSRS        .SET 064h
WSTORE      .SET 065h

;-----
; Parametros do programa
;-----

; Perido do Timer 1 (frequencia PWM e frequencia de amostragem).
T1_period_  .set 2000
; Perodo do Timer 2, contador livre para estimacao de velocidade.
T2_period_  .set 07fffh ;.set 2000
; Maximo valor de comparacao para geracao do PWM
max_cmp_    .set 2000

;-----
; Programa de dados residente
;-----

        .data

*****
** ANGULOS FREQUENTEMENTE UTILIZADOS**
*****
; A ordem destes ângulos e das matrizes de decomposição a seguir não
; podem ser modificadas
angles_     .WORD 1554H;0aaah ; pi/3
            .WORD 2000H;1000h ; pi/2
            .WORD 2AA8H;1554h ; 2*pi/3
            .WORD 4000H;2000h ; pi
            .WORD 5550H;2aa8h ; 4*pi/3
            .WORD 6000H;3000h ; 3*pi/2
            .WORD 6AA4H;3552h ; 5*pi/3
            .WORD 7FFFH;4000h ; 2*pi
*****
** Matrizes de decomposição por setor de localização de THETA (Uo)**
*****
        .word 19595
        .word -11314
        .word 0
        .word 22627
        .word -19595
        .word 11314

```

```

        .word 19595
        .word 11314
        .word 0
        .word 22627
        .word -19595
        .word -11314
        .word 0
        .word -22627
        .word -19595
        .word 11314
        .word -19595
        .word -11314
        .word 19595
        .word -11314
        .word 19595
        .word 11314
        .word 0
        .word -22627

*****
** Endereços dos registradores de comparação para primeira seqüência
** de chaveamento do PWM
*****
first_    .WORD CMPR1 ;
          .WORD CMPR2 ;
          .WORD CMPR2 ;
          .WORD CMPR3 ;
          .WORD CMPR3 ;
          .WORD CMPR1 ;

*****
** Endereços dos registradores de comparação para segunda seqüência
** de chaveamento do PWM
*****
second_   .WORD CMPR2 ;
          .WORD CMPR1 ;
          .WORD CMPR3 ;
          .WORD CMPR2 ;
          .WORD CMPR1 ;
          .WORD CMPR3 ;

*****
** Vetores de Interrupção**
*****
        .sect ".vectors"

RESET    B START ; PM 0 Reset Vector
INT1     B PHANTOM
INT2     B EV_isr_A ; PM 4 Int level 2
INT3     B PHANTOM ;EV_isr_B ; EV interrupt Group B
INT4     B PHANTOM ; PM 2 Int level 1;
INT5     B PHANTOM ; PM A Int level 5
INT6     B PHANTOM ; PM C Int level 6
RESERVED B PHANTOM ; PM E (Analysis Int)
SW_INT8  B PHANTOM ; PM 10 User S/W int
SW_INT9  B PHANTOM ; PM 12 User S/W int
SW_INT10 B PHANTOM ; PM 14 User S/W int
SW_INT11 B PHANTOM ; PM 16 User S/W int
SW_INT12 B PHANTOM ; PM 18 User S/W int

```

```

SW_INT13      B PHANTOM ; PM 1A User S/W int
SW_INT14      B PHANTOM ; PM 1C User S/W int
SW_INT15      B PHANTOM ; PM 1E User S/W int
SW_INT16      B PHANTOM ; PM 20 User S/W int
TRAP          B PHANTOM ; PM 22 Trap vector
NMINT         B PHANTOM ; PM 24 Non maskable Int
EMU_TRAP      B PHANTOM ; PM 26 Emulator Trap
SW_INT20      B PHANTOM ; PM 28 User S/W int
SW_INT21      B PHANTOM ; PM 2A User S/W int
SW_INT22      B PHANTOM ; PM 2C User S/W int
SW_INT23      B PHANTOM ; PM 2E User S/W int

        .text

*****
** Inicio do corpo do programa principal**
*****

START      dint ; Set da mascara de interrupcao global

*****
** Configuracao do sistema**
*****
; Configuracao dos Registradores
; ~~~~~~
; Aponta para a pagina 0 dos registradores de sistema
        LDP    #0E0h

; Desabilita watchdog timer se o pino VCCP esta em 5 V
        SPLK   #06Fh, WD_CNTL

; Reset watchdog timer
        SPLK   #wd_rst_1,WD_KEY
        SPLK   #wd_rst_2,WD_KEY

; CLKOUT ==> CPUCLK
        SPLK   #0100000011000000b,SYSCR

; Zera os bits do registrador SYSR exceto o 5
        splk   #00000000000000100000b,SYSSR

; Configura PLL/Clocks para gerar CPUCLK de 20MHz quando CLKIN=10MHz
        SPLK   #0000000010110001b,CKCR1

; Desab. e reab. o PLL para certificar que as mudancas em CKCCR1
; aconteceram
        SPLK   #0000000000000001b,CKCR0; Disable PLL
        SPLK   #0000000011000001b,CKCR0; Re-enable PLL

; Aponta para pagina 0(B2)
        LDP    #0

; Configura gerador de wait para que nenhum wait state seja
; adicionado para acessos fora do chip.
        SPLK   #1000b,WSTORE
        OUT    WSTORE,0ffffh ; WSGR <= (WSTORE)

; Aponta para a primeira pagina de registradores do sistema
        LDP    #0E1h

```

```

; Providencia com que todos os pinos do EVM que sao compartilhados
; sejam pinos de I/O do EVM

        SPLK    #0ff00H,OPCRA

* IOPA3/ADCIN8 => IOPA3
* IOPA2/ADCIN9 => IOPA2
* IOPA1/ADCIN1 => IOPA1
* IOPA0/ADCIN0 => IOPA0

        SPLK    #00f0H,OPCRB

* BIO_/IOPC3 => BIO_
* XF/IOPC2 => XF
* IOPC0/ADCSOC => IOPC0

; Todos os pinos de I/O digitais ajustados como entrada
        SPLK    #0000H,IOPA_DDR
        SPLK    #0000H,IOPB_DDR
        SPLK    #0000H,IOPC_DDR

*****
** Inicializa perifericos**
*****

; Inicializa e da partida em ADC
; ~~~~~
        LDP     #0E0h

        SPLK    #0000000000000011b,ADC_CNTL1
        SPLK    #0101100111111111b, ADC_CNTL0

; Aponta para pagina dos regsitradores do EVM
        LDP     #232

;-----
; Inicializa Event Manager
;-----

; Zera todos os regeistardores do EVM
        SPLK    #0,T1CON ;
        SPLK    #0,T2CON ;
        SPLK    #0,T3CON ;
        SPLK    #0,DBTCON ;
        SPLK    #0,COMCON ;
        SPLK    #0,CAPCON ;
        SPLK    #0,T1CNT ;
        SPLK    #0,T2CNT ;
        SPLK    #0,T3CNT ;

; Inic. GP timer 1 com frequencia de amostragem/PWM.
        SPLK    #T1_period_,T1PER

; Inic. GP timer 2 com a contagem maxima
        SPLK    #7FFFh,T2PER

; Ini. GP timer 3 para contagem maxima dos pulsos do encoder
        SPLK    #0FFFFh,T3PER

```

```

        SPLK  #T1_period_,CMPR1
        SPLK  #T1_period_,CMPR2
        SPLK  #T1_period_,CMPR3

        SPLK  #200,T1CMP
        SPLK  #200,T2CMP
        SPLK  #200,T3CMP

; Define as polaridades das saidas PWM .
        SPLK  #0000100110011001b,ACTR

; Mascara PDPINT antes de configurar COMCON
        SPLK  #0h,IMRA

; Escreve em COMCON duas vezes para configurar unidades de comp. F&S
        SPLK  #0000001100000111b,COMCON
        SPLK  #1000001100000111b,COMCON

; Define as polaridades das saidas de comparacao e acoes do GP Timer
        SPLK  #0000000001010101b,GPTCON

; Configura GP Timer 3
        SPLK  #1111001011111100b,CAPCON
        SPLK  #0001100001110000b,T3CON

; Configura GP Timer 2
        SPLK  #0001011101000000b,T2CON

; Configura GP Timer 1
        SPLK  #1010100000000010b,T1CON

        SPLK  #0ffffh,IFRA      ;zera flags de interrupcao grp. A,
B C
        SPLK  #0ffffh,IFRB
        SPLK  #0ffffh,IFRC
        SPLK  #512,IMRA        ;mascara interrupcoes do grp. A
exceto INT2
        SPLK  #0,IMRB          ;mascara todas interrupcoes do grp.
B
        SPLK  #4,IMRC          ;mascara interrupcoes do grp. C
excetp INT4

*****
** Inicializa variaveis**
*****

; Aponta para pagina 6
        LDP   #6
        SPLK  #7,controle
        SPLK  #1,one ; +1 => um
        SPLK  #500,T_sample; periodo de amostragem
        SPLK  #0,tnew
        SPLK  #0,told
        SPLK  #1,cont2

```



```

SPLK #0,cont5
LAR  AR0,#theta_60 ; aponta o primeiro destino
LAR  AR1,#(32-1) ; 32 entradas
LACC #angles_ ; aponta o primeiro dado
LARP AR0 ;
LRLK AR3,#8000h
LRLK AR4,#8258h
LRLK AR5,#84b0h
LRLK AR6,#8708h
SPLK #10922,U3
SPLK #21845,T3
SPLK #18918,UR3
SPLK #0,we
SPLK #0,tetae
SPLK #0,tetar
SPLK #0,tetar1
SPLK #0,ws1
SPLK #0,iqrf
SPLK #19657,idrf
SPLK #0,wrrf
SPLK #0,dwrrf
SPLK #0,iqh
SPLK #0,iql
SPLK #0,vqlh
SPLK #0,vql1
SPLK #0,vdh
SPLK #0,vdl
SPLK #0,eiq
SPLK #0,eid
SPLK #0,eiq1
SPLK #0,eid1

SPLK #0,wr
SPLK #0,wr1
SPLK #0,tetar
SPLK #0,dtemp
SPLK #0,vq
SPLK #0,vd
SPLK #0,tc
SPLK #-21128,ki2
SPLK #22083,ki1
SPLK #2509,Ks
SPLK #11994,limvdq
SPLK #0,tetaslh
SPLK #0,tetasl1
SPLK #0,iq
SPLK #0,id
SPLK #0,ia
SPLK #0,ib
SPLK #0,ic
SPLK #30400,limiqd
SPLK #0,tc2
SPLK #0,etetar
SPLK #0,flagint
;Aponta para a pagina 7
LDP  #7
SPLK #25759,kw1
SPLK #-25754,kw2
SPLK #5,kiw

```

```
SPLK #25754,kpw
SPLK #0,ewr
SPLK #0,ewr1
SPLK #0,dewr
SPLK #0,dewraux
SPLK #24619,psids
SPLK #0,ecqs
SPLK #0,wrfil
SPLK #0,wstate
SPLK #8000,kpteta
SPLK #0,tetarrf
SPLK #0,dwr
SPLK #9,bias
SPLK #31058,maxw
SPLK #0,diqrf
SPLK #0,aux4
SPLK #0,aux5
SPLK #0,tc3
SPLK #30329,diqmax
SPLK #0,deriqs
SPLK #0,didss
SPLK #0,derids
SPLK #0,qystate
SPLK #0,qystate1
SPLK #0,drstate
SPLK #0,drstate1
SPLK #0,psidraux
SPLK #0,psiqraux
SPLK #0,psiqr
SPLK #0,psidr
SPLK #0,psidrs_1
SPLK #0,psiqrs_1
SPLK #0,A
SPLK #0,B
SPLK #0,eqr
SPLK #0,edr
SPLK #0,m
SPLK #5865,Rs
SPLK #12441,sigLs
SPLK #21805,qsinom
SPLK #16776,freqs
SPLK #17837,LR
SPLK #32727,a1
SPLK #41,b1
SPLK #19518,c1
SPLK #1570,d1
SPLK #41,b2
SPLK #32747,c2
SPLK #21,d2
SPLK #18022,fescala
SPLK #32402,maxdwr
SPLK #0,tc4
SPLK #23871,a
SPLK #8897,b
SPLK #28320,c
SPLK #4448,d
```

;\*\*\*\*\*Inicialização Obs.Luenberger\*\*\*\*\*

```

SPLK #22946, bl_DT ;
SPLK #16957,sigma1_DT
SPLK #21076,sigma2_DT
SPLK #0,ar11_DT
SPLK #0,ar12_DT
SPLK #0,ar21_DT
SPLK #0,ar22_DT
SPLK #0,ai11_DT
SPLK #0,ai22_DT
SPLK #0,ai22
SPLK #0,ai12_DT
SPLK #0,We_lido;
SPLK #0,Wr_lido;
SPLK #3142,T_sample_obs ;
SPLK #1026,c1_obs
SPLK #489,c2_obs
SPLK #2528,Lm_DT
SPLK #3277,K_1 ;K = 1.1
SPLK #6881,KK_1 ;k=1.1
SPLK #0,g1_DT
SPLK #0,g2_DT
SPLK #0,g3_DT
SPLK #0,g4_DT
SPLK #0,ids_lido;
SPLK #0,ids_est
SPLK #0,eids_obs
SPLK #0,Dids_est_DT
SPLK #0,iqs_lido; 1 ampere
SPLK #0,iqs_est
SPLK #0,eiqs_obs
SPLK #0,Diqs_est_DT ;
SPLK #0,Fdr_est
SPLK #0,DFdr_est_DT
SPLK #0,Fqr_est;
SPLK #0,DFqr_est_DT
splk #3105,Rs_est ;1.5pu
SPLK #0,DRs_est_DT
SPLK #1497,Tr_est; 1.0 pu
SPLK #0,DTr_est_DT
SPLK #0,Vds_lido;
SPLK #0,Vqs_lido;
SPLK #0,aux_obs
SPLK #0,aux1_obs
SPLK #15,lambidal_DT
SPLK#49,lambida3_DT
SPLK#40,lambida4_DT
SPLK #0,vac_lido
SPLK #0,vcb_lido;
SPLK #0,Fdre_est;
SPLK #0,Fqre_est
SPLK #0,contador_ref
LDP #510
SPLK #0,SWT5
SPLK #0,tempoK
SPLK #0,tempoK_1
SPLK #0,tetaK
SPLK #0,tetaK_1

```

```

SPLK #0,delta_tempo
SPLK #0,delta_teta
SPLK #0,wr_teste
SPLK #0,wrK_1
SPLK #0,deltawr
***variaveis do filtro de corrente e tensao***
SPLK #17101,a_filtroI
SPLK #15666,b_filtroI
SPLK #24934,c_filtroI
SPLK #7833,d_filtroI
SPLK #0,id_state
SPLK #0,iq_state
SPLK #0,id_filtrada
SPLK #0,iq_filtrada
SPLK #0,vd_state
SPLK #0,vq_state
SPLK #0,vd_filtrada
SPLK #0,vq_filtrada
SPLK #0,flag_direcao
SPLK #32767,fator_vel
splk #0,wr_testando
splk #8000,fator_vq

INITB
    LDP    #6
    TBLR   *+,1
    ADD    one
    BANZ   INITB,0

; inicia primeira e ultima entradas da tabela de angulo e ponteiro
SPLK #TB_TH,theta_1stent
SPLK #1,SP
SPLK #TB_S,SIN_1stent
SPLK #(TB_S+180),SIN_lastent

; Set LED display no EVM
splk #01h,LED_data
out LED_data,LED_addr      ; Set LED display
splk #3000,LED_count      ; reset contador sub-divisor
splk #1,LED_dir           ; set direcao do LED display

; aponta para pagina 0
LDP #0
SPLK #0FFFfh,IFR          ; zera todos os flags do
nucleo de int.
SPLK #0eh,IMR             ; retira mascara de todas
int. EV para CPU
SETC OVM                  ; Set modo overflow
SETC SXM                  ; Set extensao de sinal
EINT                      ; habilita globalmente as
interrupcoes

; Aponta para pagina do EVM
LDP #232

; Da partida em todos os GP timers

```

```

SPLK  #1010100001000010b,T1CON

*****
** Inicio do loop principal**
*****

MAIN
;aponta para pagina 6
    ldp    #6

; aguarda start do periodo de amostragem
w_sample    ;LAC  tmtr
            ;ADD  #1
            ;SACL tmtr
LACC  period_flag          ; carrega flag
BZ    w_sample              ; espera se nao e 1
SPLK  #0,period_flag        ; zera o flag

; Atualiza o LED Display
    lacc  LED_count
    sub   one
    sac1  LED_count
    BNZ   LED_nc
    splk  #3000,LED_count
    bit   LED_dir,BIT0
    bcnd  right_shift,NTC
    lacc  LED_data,1
    sac1  LED_data
    bit   LED_data,BIT7
    bcnd  LED_update,NTC
    splk  #0,LED_dir
    b     LED_update
right_shift lacc  LED_data,15
          sach  LED_data
          bit   LED_data,BIT0
          bcnd  LED_update,NTC
          splk  #1,LED_dir
LED_update out   LED_data,LED_addr

LED_nc

*****
** Chama as subrotinas**
*****
    CALL  TETAE
    CALL  CONVAD
    CALL  ABC2DQS
    CALL  DQS2DQE
    CALL  ESTVEL
    CALL  PPOS
    CALL  PIVEL
    CALL  PICOR
    CALL  SVPWM

    CALL  TETAE
    CALL  CONVAD
    CALL  ABC2DQS
    CALL  DQS2DQE

```

```

CALL  ESTIMAV
CALL  ppos
CALL  pivel
CALL  picorr
CALL  DQE2DQS
CALL  SVPWM
CALL  Obs_Luen;
CALL  BUFFER

*****
** Reset wtchdog timer**
*****
LDP    #0E0h
; Reset watchdog timer
SPLK   #wd_rst_1,WD_KEY
SPLK   #wd_rst_2,WD_KEY
clrc   xf ; Debug signal
*****
** Volta ao inic. do loop principal **
*****

;SPLK #0,tmtr
B      MAIN ; Branch back

*****
** Interrupcoes **
*****

EV_isr_A                                ;frequencia de amostragem
SST    #ST0,ST0_save                    ;salva contexto
SST    #ST1,ST1_save
LDP    #0
SACH   ACCH
SACL   ACCL
LDP    #232
SPLK   #0FFFFH,IFRA
LDP    #6
SPLK   #1,period_flag
LDP    #0                                ;restaura contexto
ZALH   ACCH
ADDS   ACCL
LST    #ST1,ST1_save
LST    #ST0,ST0_save
EINT
RET

PHANTOM                                ;preve interrup. espurias
SST    #ST0,ST0_save
SST    #ST1,ST1_save
LDP    #0
SACH   ACCH
SACL   ACCL
LDP    #0
SPLK   #00badh,B2_SADDR+15              ;6fh <= indica erro
LDP    #0
ZALH   ACCH
ADDS   ACCL
LST    #ST1,ST1_save

```

```

        LST    #ST0,ST0_save
        EINT
        RET

;-----
; Tabelas de seno E de angulo
;-----
TB_TH      .WORD 0
           .WORD 46
           .WORD 91
           .WORD 137
           .WORD 182
           .
           .
           .
           .WORD 8192

TB_S:      .WORD 0
           .WORD 286
           .WORD 572
           .WORD 858
           .WORD 1144
           .
           .
           .
           .WORD 32767

*****
** TETAE - Obtem teta (fase of Uo) por integ. em 32 bits de wsl**
*****
TETAE
        SPM    1
        LDP    #232
        LAC    T3CNT           ;le a posicao
        LDP    #6
        SACL   tetar,4         ;para calculo de tetae
        SACL   tetarl          ;para realimentacao

        LT     iqrf            ;calcula wsl
        MPY    Ks
        PAC
        SACH   wsl
        LT     wsl             ;integra em 32 bits
        MPY    T_sample
        PAC
        ADDS   tetasl1
        ADDH   tetaslh
        SACH   tetaslh
        SACL   tetasl1
        LAC    tetaslh
        ADD    tetar
        SACL   tetae
        BIT    tetae,BIT15     ;verifica se tetae eh positivo
        BBZ    POSIT           ;sim, retorna
        ADD    theta_360       ;nao, primeira determinacao
        SACL   tetae

POSIT

```

```

                                RET
*****
* Leitura de correntes e tensões terminais      **
* Leituras efetuadas: ia => ADCIN6      **
*                                ib => ADCIN7      **
*                                vac => ADCIN15
*                                vcn => ADCIN14
*****
CONVAD      LDP      #0E0h
            SPLK     #59FFh, ADC_CNTL0; reinicia ADC, canais 7 and 15
            LACL     ADC1_DATA;===LIMPAR O FIFO2
            LACL     ADC1_DATA;===LIMPAR O FIFO2
TESTE1      BIT      ADC_CNTL0,BIT7      ; testa final da conversao
            BBNZ     TESTE1

            ;;;;IB
            LDP      #0E0h
            LACL     ADC0_DATA
            SUB      #7FFFh
            LDP      #6
            sub      #196 ; offset
            NEG      ; CORRIGE INVERSAO DA MEDICAO
            SACL     ib,1

            ;;;;Vac
            LDP      #0E0h;
            LACL     ADC1_DATA
            SUB      #7FFFh ; TESTE OFFSET DO FELIPE
            sub      #253 ;subtrai o offset
            NEG      ; sinal lido na verdade é vca
            LDP      #7
            SACL     vac_lido;
            LDP      #0E0h
            SPLK     #59EDh,ADC_CNTL0; reinicia ADC, canais 6 and 14
TESTE2      BIT      ADC_CNTL0,BIT7      ; testa final da conversao
            BBNZ     TESTE2

            ;Ia
            LDP      #0E0h
            LACL     ADC0_DATA
            SUB      #7FFFh

            LDP      #6

            ADD      #206 ;Offset
            NEG      ; CORRIGINDO INVERSAO DA MEDICAO
            SACL     ia,1

            ; Vcb
            LDP      #0E0h;
            LACL     ADC1_DATA
            XOR      #8000H
            SUB      #508
            sub      #251 ; Subtrai o offset
            NEG      ; sinal lido na verdade é vca
            LDP      #7
            SACL     vcb_lido

```



RET

```
*****
** Transformacao abc2dqs, para correntes e tensões **
*****
```

ABC2DQS

```
LDP      #6
SPM      1
LACL     ia           ;calculo de iqss
SACL     idss
ADD      ib
NEG
SACL     ic
LT       UR3          ;calculo de idss
MPY      ib
MPYA     ic
SPAC
SACH     iqss
```

;calculo de vdss e vqss

```
LDP      #7
LT       vcb_lido
LDP      #6
MPY      UR3
PAC
LDP      #7
SACH     Vds_lido
ZAC
LDP      #7
LT       vcb_lido
LDP      #6
MPY      U3
PAC
LDP      #7
LT       vac_lido
LDP      #6
MPY      T3
APAC
LDP      #7
SACH     Vqs_lido; Vqss lido para o observador
```

RET

```
*****
** Tranformacao dqs ==> dqe (Correntes e tensões) **
*****
```

DQS2DQE

```
LDP      #6
SPM      1
LT       cos_theta
MPY      iqss
LTP      sin_theta
MPY      idss
SPAC
```

```

SACH iq
MPY iqss
LTP cos_theta
MPY idss
APAC
SACH id

```

```

;*****Transformação de tensoes *****

```

```

SPM 1
LDP #6
LT cos_theta

```

```

LDP #7
MPY Vqs_lido;
LDP #6
LTP sin_theta

```

```

LDP #7
MPY Vds_lido
SPAC
LDP #6
SACH vqse_lida

```

```

LDP #7
MPY Vqs_lido
LDP #6
LTP cos_theta

```

```

LDP #7
MPY Vds_lido
APAC

```

```

LDP #6
SACH vdse_lida

```

```

RET

```

```

*****
** Cálculo da velocidade **
*****

```

```

ESTIMAV

```

```

ROVM
SSXM
SPM 0
LDP #510
LAC SWT5 ; TESTA SOFTWARE TIMER DE 2ms
ADD #1 ;Incrementa
SACL SWT5
SUB #11 ; Testa se já se passaram 2mseg

BZ calcula_velocidade
B SAIDA ;aguarda

```

```

calcula_velocidade ; SWT5 ja vale 11 (10*200microSeg=2ms)

```

```

LAC tempoK
SACL tempoK_1
LDP #232
LAC T2CNT          ;adquire a ultima amostra de tempo
LDP #510
SACL tempoK
LAC tetaK
SACL tetaK_1
LDP #232
LAC T3CNT          ; adquire a ultima amostra de teta
LDP #510
SACL tetaK;

SOVM

LAC tempoK          ; verifica o sinal de tempoK-tempoK_1
SUB tempoK_1
SACL delta_tempo
BGZ dt_positivo          ; se for negativo, corrige
add #7FFFh
SACL delta_tempo

dt_positivo
LAC tetaK
SUB tetaK_1
SACL delta_teta
LAC wr_teste;
SACL wrK_1
SPM 0          ; divisao considerando delta_teta sempre positivo.
ZALH delta_teta
ABS
RPT #14
SUBC delta_tempo
SACL wr_teste          ;velocidade disponível
LDP #232
BIT GPTCON,BIT15          ;testa bit de direção do encoder
LDP #510
BBNZ ROTINA2

LAC wr_teste
NEG
SACL wr_teste          ;corrige o sinal da velocidade

*****corrigindo a maxima variacao de velocidade*****

ROTINA2
SOVM
ZALH wr_teste

SUBH wrK_1          ; calcula a variacao que ocorreu
LDP #7
ADDDH maxdwr
SUBH maxdwr
SUBH maxdwr
ADDDH maxdwr
LDP #510

```

```

SACH deltawr
ADDH wrK_1
SACH wr_teste
ROVM

SPLK #0,SWT5      ; zera o contador auxiliar

SAIDA  RET

*****
** Modulo de filtragem de velocidade , correntes e tensões
** Forma geral:
** var_state(k+1) = a*var_state(k) + b*var(k)
** var_fil(k)     = c*var_state(k) + d*var(k)
** FPB - primeira ordem
** Frequencia de corte => 500 Hz
** Perido de amostragem
** Coeficientes a,b,c e d calculados co auxilio do MATLAB
*****

****Filtro de velocidade****
FILTERW
    LDP    #7
    SPM    1
    ZAC
    LT     wstate
    MPY    c
    PAC
    LDP    #510
    LT     wr_teste
    LDP    #7
    MPY    d
    APAC
    SACH   wrfil      ;y(k) = cx(k) + du(k)
    ZAC
    LT     wstate
    MPY    a
    PAC
    LDP    #510
    LT     wr_teste
    LDP    #7
    MPY    b
    APAC
    SACH   wstate     ;x(k+1) = ax(k) + bu(k)
****Filtro de tensão e corrente****

    FILTER_IV
; ; ; ; Idse
    LDP    #510
    SPM    1
    ZAC
    LT     id_state
    MPY    c_filtroI
    PAC

```

```

LDP    #6
LT     id; id lida no referencial sincrono
LDP    #510
MPY    d_filtroI
APAC
SACH   id_filtrada
ZAC
LT     id_state
MPY    a_filtroI
PAC
LDP    #6
LT     id;
LDP    #510
MPY    b_filtroI
APAC
SACH   id_state
; ; ; ; Iqse

LDP    #510 ; ; ; ; ; ; ; ; ; ;
SPM    1
ZAC
LT     iq_state
MPY    c_filtroI
PAC

LDP    #6
LT     iq; iq lida no referencial sincrono
LDP    #510
MPY    d_filtroI
APAC
SACH   iq_filtrada
ZAC
LT     iq_state
MPY    a_filtroI
PAC
LDP    #6
LT     iq
LDP    #510
MPY    b_filtroI
APAC
SACH   iq_state
; ; ; ; Vdse

LDP    #510 ; ; ; ; ; ; ; ; ; ;
SPM    1
ZAC
LT     vd_state
MPY    c_filtroI
PAC

LDP    #6
LT     vdse_lida;
LDP    #510
MPY    d_filtroI
APAC
SACH   vd_filtrada
ZAC
LT     vd_state

```

```

        MPY    a_filtroI
        PAC
        LDP    #6
        LT     vdse_lida
        LDP    #510
        MPY    b_filtroI
        APAC
        SACH   vd_state

; ; ; ; ; Vqse
        LDP    #510
        SPM    1
        ZAC
        LT     vq_state
        MPY    c_filtroI
        PAC
        LDP    #6
        LT     vqse_lida;
        LDP    #510
        MPY    d_filtroI
        APAC
        SACH   vq_filtrada
        ZAC
        LT     vq_state
        MPY    a_filtroI
        PAC
        LDP    #6
        LT     vqse_lida
        LDP    #510
        MPY    b_filtroI
        APAC
        SACH   vq_state

        RET

*****
**  Controlador proporcional de posicao  **
*****

PPOS
        SPM    1
        SOVM
        LDP    #6
        LAC    tc
        ADD    #1
        SACL   tc
        SUB    #10000
        BLZ    PROSSI10
        LDP    #7
        SPLK   #4096,tetarrf      ;aplica ref = 1 ver., apos 2 seg.
        CALL   BUFFER            ;armazena variáveis

PROSSI10
        LDP    #7                ;calcula erro
        LAC    tetarrf
        LDP    #6
        SUB    tetar1
        LDP    #7

```

```

SACL  etetar
LT    kpteta           ;calcula acao de controle wr*
MPY   etetar
PAC
ADDDH maxw
SUBH  maxw
SUBH  maxw
ADDDH maxw
LDP   #6
SACH  wrrf,3           ;Ganho
ROVM
RET

*****
** Controlador PI de velocidade **
*****

PIVEL
SPM   1
SOVM
LDP   #7
LAC   tc4
ADD   #1
SACL  tc4
SUB   #5
BLZ   SAIA
CALL  FILTERW

PROSSI1
LDP   #6
LAC   wrrf
LDP   #7
SUB   wrfil
SACL  ewr              ;calcula erro e(k)
LDP   #6
ZALH  iqh
SACH  temp1
ADDS  iql
LDP   #7
LT     ewr1
MPY   kw2
LTD   ewr              ;obtem erro e(k-1)
MPY   kw1
APAC
LDP   #6
SACH  iqh
SACL  iql
ZALH  iqh              ;limita acao de controle iqrf
ADDDH limiqd
SUBH  limiqd
SUBH  limiqd
ADDDH limiqd
SACH  iqrf,3
ROVM
LDP   #7
SPLK  #0,tc4

SAIA
RET

```

```
*****
** Modulo para controle das correntes iqs e ids
*****
```

```
PICORR
```

```

LDP    #6
SPM    1
SOVM
LAC    wsl
ADD    wr
SACL   we
LT     we
LDP    #7
MPY    psids
PAC
SACH   ecqs
LDP    #6          ; calcula erros e(k)
LAC    idrf
SUB    id
SACL   eid

LAC    iqrfr
SUB    iq
SACL   eiqr
```

```
;-----Controle de ids
```

```

ZALH   vdh
ADDS   vdl
LT     eid1
MPY    ki2
LTD    eid
MPY    ki1          ;dvd = k1*e(k) + k2*e(k-1)
APAC
SACH   vdh          ;k1 = kp + ki e k2 = -kp
SACL   vdl          ;vd(k) = vd(k-1) + dvd(k)
ADDH   limvdq       ;limite para esforco de controle
SUBH   limvdq
SUBH   limvdq
ADDH   limvdq
SACH   vd
```

```
;-----Controle de iqs
```

```

ZALH   vqlh
ADDS   vql1
LT     eiql
MPY    ki2
LTD    eiqr
MPY    ki1
APAC
SACH   vqlh
SACL   vql1
ZALH   vqlh
LDP    #7
ADDH   ecqs
LDP    #6
ADDH   limvdq
```



```

SUBH limvdq
SUBH limvdq
ADDH limvdq
SACH vq
ROVM
RET

```

```

*****
* Space Vcetor PWM - Geracao dos padroes de chaveamento dos IGBTs
* [T1 T2] = Tpwm [V1 V2]' Uout *
*****

```

SVPWM

```

;-----Determina o quadrante
;assume tetae no prim. quadrante
LDP #6
LACC one
SACL SS
SACL SC
LACC tetae
SACL theta_m
SUB theta_90
BLEZ E_Q

;assume tetae no seg. quadrante
splk #-1,SC ;-1=>SC
LACC theta_180
SUB tetae ;180-tetae
SACL theta_m
BGEZ E_Q

;assume tetae no ter. quadrante
splk #-1,SS ;-1=>SS
LACC tetae
SUB theta_180 ;tetate-180
SACL theta_m
LACC theta_270
SUB tetae
BGEZ E_Q

;tetae esta no qua. quadrante
splk #1,SC ; 1=>SC
LACC theta_360
SUB tetae
SACL theta_m

```

E\_Q

```

;-----Obetm entrada da tabela de angulo
LACC theta_1stent
ADD SP
TBLR GPR0
LACC theta_m
SUB GPR0
BZ look_end
BGZ inc_SP

```

dec\_SP

```

LACC SP
SUB one
SACL SP
ADD theta_1stent
TBLR GPR0
LACC theta_m
SUB GPR0
BLZ dec_SP
B look_end

```

inc\_SP

```

LACC SP
ADD one
SACL SP
ADD theta_1stent
TBLR GPR0
LACC theta_m
SUB GPR0
BGZ inc_SP

```

look\_end

```

;-----obetm sin(tetae)
SPM 0
LACC SIN_1stent
ADD SP
TBLR sin_theta
LT SS
MPY sin_theta
PAC
SACL sin_theta

```

```

;-----obetm cos(tetae)
LACC SIN_lastent
SUB SP
TBLR cos_theta
LT SC
MPY cos_theta
PAC
SACL cos_theta

```

```

;-----Calcula Ud & Uq
CALL dqe2dqs

```

```

;-----Determina setor

```

```

SPM 1
MAR *,AR0
LAC Uq
BLZ sec456 ;Uq < 0. sec4,5 ou 6
sec123
LAC Ud ;Uq > 0. sec1,2 ou 3
BLZ sec23 ;Ud < 0. sec2 ou 3
LT modUq ;Ud > 0. sec1 ou 2
MPY UR3
PAC
SACH AUX2
LAC AUX2
SUB Ud

```

```

sec1      BGZ      sec2
          LAR      AR0,#1
          B        E_S
sec2      LAR      AR0,#2
          B        E_S

sec23     LT       modUq
          MPY      UR3
          PAC
          SACH     AUX2
          LAC      AUX2
          SUB      modUd
          BGZ      sec2

sec3      LAR      AR0,#3
          B        E_S

sec456    LAC      Ud
          BGZ      sec56
          LT       modUq
          MPY      UR3
          PAC
          SACH     AUX2
          LAC      AUX2
          SUB      modUd
          BGZ      sec5

sec4      LAR      AR0,#4
          B        E_S

sec5      LAR      AR0,#5
          B        E_S

sec56     LT       modUq
          MPY      UR3
          PAC
          SACH     AUX2
          LAC      AUX2
          SUB      modUd
          BGZ      sec5

sec6      LAR      AR0,#6
E_S       SPM      0
          SAR      AR0,S

;-----Calcula T1 & T2 baseado em
;-----Tpwm Uo = V1*T1 + V2*T2

          SPM      1
          LACC     #(decpa_1stent-4)
          ADD      S,2
          SACL     GPR0
          LAR      AR0,GPR0
          LT       Ud          ;calcula 0.5*T1

```

```

        MPY    *+                ;M(1,1)
        PAC
        LT     Uq
        MPY    *+                ;M(1,2)
        APAC
        BGEZ   cmp1_big0
        ZAC

cmp1_big0  SACH   cmp_1
          LAC    cmp_1
          SFR
          SFR
          SFR
          SACL   cmp_1
          LT     Ud                ;Calcula 0.5*T2
          MPY    *+                ;M(2,1)
          PAC
          LT     Uq
          MPY    *+                ;M(2,2)
          APAC                ;0.5*T2
          ;NEG
          BGEZ   cmp2_big0
          ZAC

cmp2_big0  SACH   cmp_2
          LAC    cmp_2
          SFR
          SFR
          SFR
          SACL   cmp_2
          LACC   #max_cmp_         ; Calcula 0.5*T0
          SUB    cmp_1
          SUB    cmp_2             ; 0.5*T0 = Tp - 0.5*T1 - 0.5*T2
          BGEZ   cmp0_big0
          ZAC

cmp0_big0  SACL   cmp_0
          LACC   cmp_0,15
          SACH   cmp_0             ; 0.25*T0

;-----Determina a sequencia de chaveamento

          LACC   #(first_-1)
          ADD    S
          TBLR   CL
          LAR    AR0,CL
          LACC   cmp_0
          SACL   *
          LACC   #(second_-1)
          ADD    S
          TBLR   CM
          LAR    AR0,CM
          LACC   cmp_0
          ADD    cmp_1
          SACL   *
          LACC   #CMPR3
          SUB    CL
          ADD    #CMPR2

```

```

SUB    CM
ADD    #CMPR1
SACL   GPR0
LAR    AR0,GPR0
LACC   cmp_0
ADD    cmp_1
ADD    cmp_2
SACL   *
RET

```

\*\*\*\*\*Observador de Luenberger\*\*\*\*\*

Obs\_Luen:

```

ssxm
spm 1

```

\*\*\*\*\*Variáveis de entrada\*\*\*\*\*

CALL FILTER\_IV ; Executa filtros de tensões e correntes

```

LDP #510
LACC id_filtrada
ldp #6
lacc id
LDP #7
SACL ids_lido

```

```

LDP #510
LACC iq_filtrada
LDP #7
SACL iqs_lido
LACC wrfil
SACL Wr_lido

```

```

ldp #6
lacc we
ldp #7
SACL We_lido

```

LDP #7

```

ZAC
LT    Tr_est
MPY   sigmal_DT
PAC
LT    Rs_est
MPY   b1_DT
APAC
NEG
SACH  ar11_DT ; expressao de ar11*Tsample

```

```

ZAC
LT    We_lido ;
MPY   T_sample_obs
PAC
NEG
SACH  ai11_DT ; expressao de ai11*Tsample

```

ZAC  
 LT Tr\_est  
 MPY sigma2\_DT  
 PAC  
 SACH ar12\_DT ; expressao de ar12\*Tsample

ZAC  
 LT Tr\_est  
 MPY Lm\_DT  
 PAC  
 SACH ar21\_DT ; expressao de ar21\*Tsample

ZAC  
 LT Tr\_est  
 MPY T\_sample\_obs  
 PAC  
 NEG  
 SACH ar22\_DT ; expressao de ar22\*Tsample

ZAC  
 LACC Wr\_lido  
 SUB We\_lido  
 SACL ai22  
 LT ai22  
 MPY T\_sample\_obs  
 PAC  
 SACH ai22\_DT ; expressao de ai22\*Tsample  
 ZAC

LT Wr\_lido  
 MPY sigma2\_DT  
 PAC  
 NEG  
 SACH ail2\_DT ; expressao de ail2\*Tsample  
 ZAC

LT ar11\_DT  
 MPY K\_1  
 PAC  
 LT ar22\_DT  
 MPY K\_1  
 APAC ; expressao de g1\*Tsample  
 SACH g1\_DT  
 ZAC

LT ai22\_DT  
 MPY K\_1  
 PAC  
 SACH g2\_DT ; expressao de g2\*Tsample  
 ZAC

LT ar22\_DT  
 MPY c2\_obs ; c2\_obs=c\_obs\*(K-1)  
 PAC  
 LT ar11\_DT  
 MPY c2\_obs  
 APAC

```

NEG
LT      ar11_DT
MPY     c1_obs ; c1_obs=(KK-1)*c_obs
APAC
LT      ar21_DT
MPY     KK_1
APAC
SACH    g3_DT ; expressao de g3*Tsample
ZAC

LT      ai22_DT
MPY     c2_obs
PAC
NEG
SACH    g4_DT; expressao de g4*Tsample
ZAC

LACC    ids_lido
SUB      ids_est
SACL    eids_obs ; eids = ids_lido - ids_est
ZAC

LACC    iqs_lido
SUB      iqs_est
SACL    eiqs_obs ;eiqs = iqs_lido - ids_est
ZAC

LT      iqs_lido
MPY     g2_DT
PAC
LT      iqs_est
MPY     g2_DT
SPAC    ; -g2*Tsample(iqs_est-iqs_lido)
LT      ids_lido
MPY     g1_DT
SPAC
LT      ids_est
MPY     g1_DT
APAC    ; g1*Tsample*(ids_est-Ids_lido)
ldp     #510
lt      vd_filtrada;;;LT      Vds_lido
ldp     #7
MPY     b1_DT ; b1*vds_lido*Tsample
APAC
LT      Fqr_est
MPY     a112_DT ;
SPAC    ; -a112*Tsample*Fqrest
LT      Fdr_est
MPY     ar12_DT
APAC    ; ar12*Tsample*Fdr_est
LT      iqs_est
MPY     a111_DT
SPAC    ; -a111*Tsample*iqs_est
LT      ids_est
MPY     ar11_DT
APAC    ; ar11*Tsample*ids_est
SACH    Dids_est_DT ; d(ids_est)/dt*Tsample
ZAC

```

```

LT      iqs_lido
MPY     g1_DT
PAC
NEG      ; -g1*Tsample*iqs_lido
LT      iqs_est
MPY     g1_DT
APAC      ; g1*Tsample*iqs_est
LT      ids_lido
MPY     g2_DT
SPAC      ; -g2*Tsample*ids_lido
LT      ids_est
MPY     g2_DT      ; g2*Tsample*ids_est
APAC
ldp      #510
lt      vq_filtrada      ;;;LT      Vqs_lido
ldp      #7
MPY     b1_DT
APAC
LT      Fqr_est
MPY     ar12_DT
APAC      ; AR12*Tsample*Fqr_est
LT      Fdr_est
MPY     ai12_DT
APAC      ; ai12*Tsample*Fdr_est
LT      iqs_est
MPY     ar11_DT
APAC      ; ar11*Tsample*iqs_est
LT      ids_est
MPY     ai11_DT
APAC      ; ai11*Tsample*ids_est
SACH     Diqs_est_DT;  d(Iqs_est)/dt*Tsample
ZAC

LT      g4_DT
MPY     iqs_lido
PAC
MPY     iqs_est
SPAC
LT      g3_DT
MPY     ids_lido
SPAC
MPY     ids_est
APAC
LT      Fqr_est
MPY     ai22_DT
SPAC
LT      Fdr_est
MPY     ar22_DT
APAC
LT      ids_est
MPY     ar21_DT
APAC
SACH     DFdr_est_DT      ; d(Fdr)/dt*Tsample
ZAC

LT      g3_DT
MPY     iqs_lido
PAC
NEG

```



```

MPY    iqs_est
APAC
LT     g4_DT
MPY    ids_lido
SPAC
MPY    ids_est
APAC
LT     Fqr_est
MPY    ar22_DT
APAC
LT     Fdr_est
MPY    ai22_DT
APAC
LT     iqs_est
MPY    ar21_DT
APAC
SACH   DFqr_est_DT    ; d(Fqr)/dt*Tsample
ZAC

LT     ids_est
MPY    eids_obs
PAC
SACH   aux_obs
LT     lambida1_DT    ;
MPY    aux_obs
PAC
NEG     ;sinal negativo na frente da expressao
SACH   DRs_est_DT     ;d(Rs_est)/dt*Tsample
ZAC

LT     iqs_est
MPY    eiqs_obs
PAC
SACH   aux_obs
ZAC
LT     lambida4_DT
MPY    aux_obs
PAC
SACH   aux_obs        ; aux_obs=lambida4*Tsample*eiqs*Iqs_est
LT     Fqr_est
MPY    eiqs_obs
PAC
SACH   aux1_obs
ZAC
LT     lambida3_DT
MPY    aux1_obs
PAC
SACH   aux1_obs        ; aux1_obs=lambida3*Tsample*eiqs*Fqr_est
ZAC
LACC   aux1_obs
SUB    aux_obs        ;ACC RECEBE LAMBIDA3... - LAMBIDA4....
SACL   DTr_est_DT    ;d(1/TauRest)/dt*Tsample , obs: Tr=1/TauR
ZAC    ;

;*****atualização de valores*****

LACC   ids_est

```

```

ADD  Dids_est_DT
SACL  ids_est      ;ds_est = ids_est + d(ids_est)/dt*Tsample
ZAC

```

```

LACC  iqs_est
ADD  Diqs_est_DT
SACL  iqs_est
ZAC

```

```

LACC  Fdr_est
ADD  DFdr_est_DT
SACL  Fdr_est
ZAC

```

```

LACC  Fqr_est
ADD  DFqr_est_DT
SACL  Fqr_est
ZAC

```

```

lt  DRs_est_DT ;
mpy  T_sample_obs
pac      ; dRs/dt*DT disponivel
ADDS  Rs_est_low
ADDH  Rs_est
SACL  Rs_est_low
SACH  Rs_est;  Precisao dupla;;;;;;;;;;;;;

```

```

LT  DTr_est_DT;
MPY  T_sample_obs; Multiplica por Tsample
PAC  ; dTr/dt*DT disponível;;;;;;;;;;;;;
ADDS  Tr_est_low
ADDH  Tr_est; parte alta
SACL  Tr_est_low
SACH  Tr_est; parte

```

```

RET

```